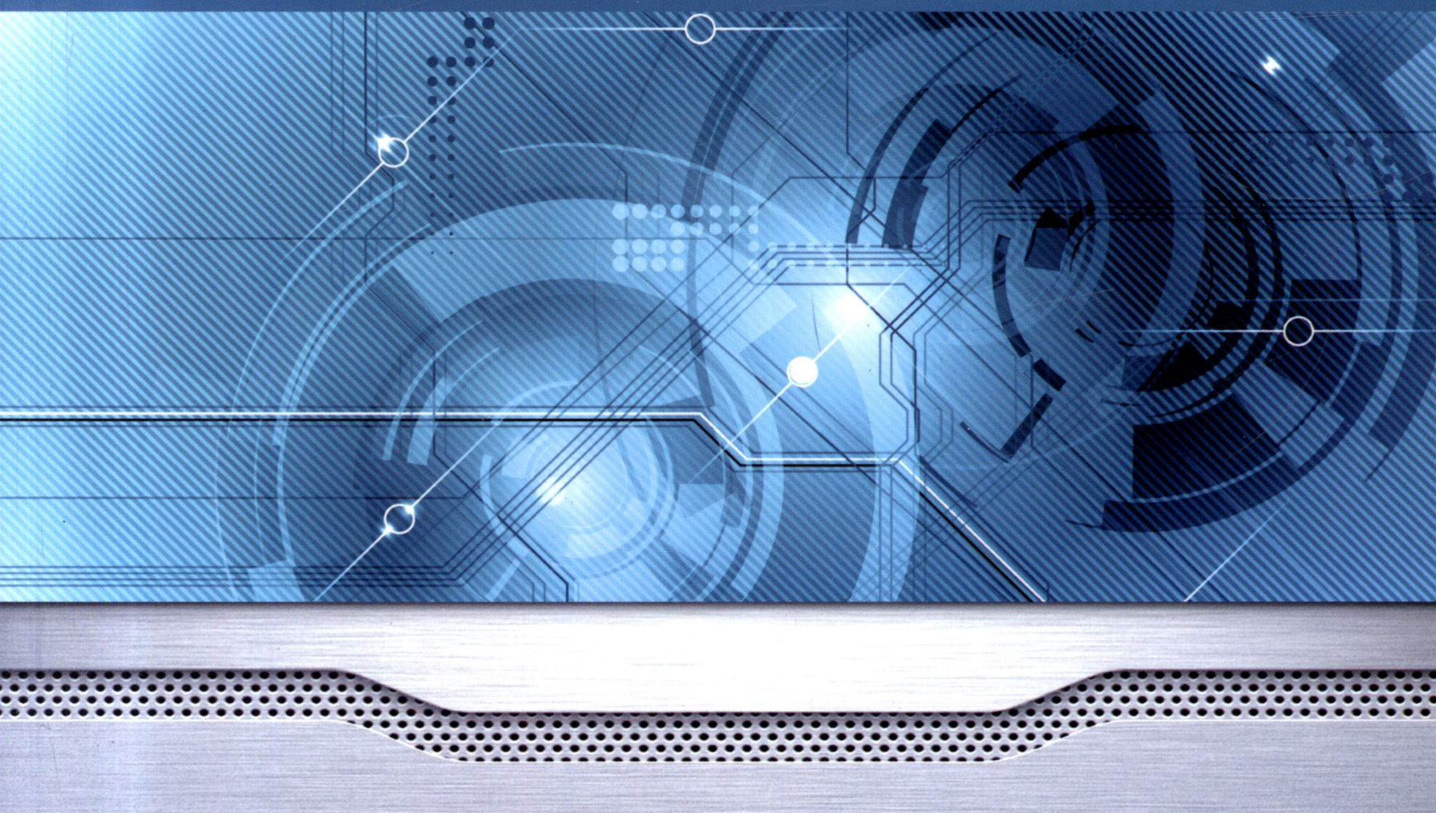
MATLAB/Simulink与过程控制系统

刘文定　王东林 ◎ 等编著







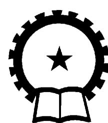
机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

VISIT…

LANZAROTE
Caliente.com

MATLAB/Simulink 与过程控制系统

刘文定　王东林　等编著



机 械 工 业 出 版 社

本书从基本概念入手，系统地阐述了简单过程控制系统和复杂过程控制系统的构成、基本原理、特点、设计方法及过程控制系统的计算机辅助设计。内容包括 MATLAB/Simulink 的基础知识和常用工具箱在过程控制系统中的应用、PID 控制策略、单回路控制系统、串级控制系统、比值控制系统、均匀控制系统、分程控制系统、选择性控制系统、补偿控制系统、解耦控制系统，以及典型控制系统的分析、设计、参数整定。通过大量经典的 Simulink 仿真实例全面阐述了过程控制系统的原理、设计及参数的整定等技术。

本书内容深入浅出，概念清楚，理论与 Simulink 仿真紧密结合，各个章节的内容既相互联系又相互独立，读者可以结合自己的专业领域深入地进行研究。本书适用于自动化、自动化仪表、计算机应用、机械电子及自动化等领域的本、专科生及研究生作为教学参考书，也可以供从事生产过程自动化、机械电子及自动化、计算机应用等领域的工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

MATLAB/Simulink 与过程控制系统/刘文定等编著.
—北京：机械工业出版社，2012.11
ISBN 978-7-111-40060-8

Ⅰ.①M… Ⅱ.①刘… Ⅲ.①过程控制—自动控制系统—计算机辅助计算—软件包 Ⅳ.①TP273-39

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2012)第 243701 号

机械工业出版社(北京市百万庄大街 22 号　邮政编码 100037)
策划编辑：顾　谦　责任编辑：顾　谦
版式设计：霍永明　责任校对：张晓蓉
封面设计：赵颖喆　责任印制：乔　宇
北京铭成印刷有限公司印刷
2013 年 1 月第 1 版第 1 次印刷
184mm×260mm ·20 印张·495 千字
0001—3000 册
标准书号：ISBN 978-7-111-40060-8
定价：49.80 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务	网络服务
社服务中心：(010)88361066	教材网：http://www.cmpedu.com
销售一部：(010)68326294	机工官网：http://www.cmpbook.com
销售二部：(010)88379649	机工官博：http://weibo.com/cmp1952
读者购书热线：(010)88379203	**封面无防伪标均为盗版**

前　言

随着科学技术的飞速发展，生产过程也在向规模化、复杂化和大型化的方向日新月异地发展。过程控制系统是一门与生产过程联系非常密切的课程，过程控制系统的设计涉及生产工艺、测控技术、自动控制理论、智能控制和计算机技术等领域的知识，是一门综合性的学科。

随着控制系统越来越复杂、控制功能和系统要求的多样化，利用传统的计算方法进行控制系统分析、设计已越来越困难。而 MATLAB 结合了计算机强大的数字处理能力，集数值计算、符号计算和图形可视化功能于一体，其重要组成部分 Simulink 提供了基于信号流图的连续、离散系统组态的仿真平台，功能强大、操作简单，其模块库可直观、方便地建立控制系统仿真模型，为过程控制系统设计与参数整定的计算与仿真提供了一个强有力的工具，使过程控制系统的设计与整定发生了革命性的变化。

本书从基本概念入手，系统地讨论了过程控制系统的构成、基本原理、特点、设计方法及过程控制系统的计算机仿真。全书共 9 章，内容包括 MATLAB 的基础知识和 Simulink 常用工具箱过程控制系统中的应用、PID 控制策略、单回路控制系统、串级控制系统、比值控制系统、均匀控制系统、分程控制系统、选择性控制系统、补偿控制系统、解耦控制系统，以及典型控制系统的分析、设计、参数整定。为突出计算机辅助设计在工程应用中的重要性，本书每章通过大量经典的 Simulink 仿真实例全面阐述了过程控制系统的原理、设计及参数的整定等技术。

本书内容深入浅出，概念清楚，理论阐述与实例仿真紧密结合，用仿真实例来加深对控制系统的理解，各个章节的内容既相互联系又相互独立，读者可以结合自己的领域方向深入地进行研究。本书适用于自动化、自动化仪表、计算机应用、机械电子及自动化等领域的本、专科生及研究生作为教学参考书，也可供从事生产过程自动化、测控技术、电气工程自动化、机械电子及自动化、计算机应用等领域的工程技术人员和研究人员参考。

本书主要由刘文定、王东林编著，陈泽华、刘夏、黎媚、麻广睿、庞书经、强小红、边兴田、刘慧、王昭燕、闫文、贾鹏霄等同志为本书的编写及制图、仿真等做了大量工作。另外，本书在编写过程中还得到了北京林业大学工学院自动化系全体教师的关心和帮助，得到了机械工业出版社顾谦编辑的大力支持和帮助，谨此一并表示衷心感谢！

由于时间仓促以及编著者的水平所限，书中难免存在一些不足和错误，恳请读者批评指正。

编著者

2012 年 11 月

目　　录

前言
第 1 章　过程控制系统及仿真概述 …… 1
1.1　过程控制的任务与目标 …… 1
1.2　过程控制系统的组成与特点 …… 2
1.3　过程控制系统的分类 …… 4
1.3.1　一般分类 …… 4
1.3.2　按设定值形式分类 …… 5
1.3.3　按系统的结构特点分类 …… 5
1.4　过程控制系统的性能指标 …… 6
1.4.1　时域控制性能指标 …… 6
1.4.2　综合控制性能指标 …… 7
1.5　过程控制系统的 MATLAB 计算与仿真 …… 8
1.5.1　控制系统计算机仿真 …… 8
1.5.2　控制系统的 MATLAB 计算与仿真 …… 8
第 2 章　MATLAB 与 Simulink 基础 …… 10
2.1　MATLAB 系统概述 …… 10
2.1.1　MATLAB 简介 …… 10
2.1.2　MATLAB 使用简介 …… 11
2.1.3　MATLAB 编程基础 …… 14
2.2　MATLAB 数值计算功能 …… 15
2.2.1　MATLAB 数据类型 …… 15
2.2.2　矩阵及其运算 …… 17
2.3　MATLAB 图形功能 …… 20
2.3.1　二维图形的绘制 …… 20
2.3.2　三维图形的绘制 …… 23
2.4　程序设计 …… 25
2.4.1　M 文件 …… 25
2.4.2　流程控制语句 …… 26
2.5　Simulink 仿真基础 …… 28
2.5.1　Simulink 的基本操作 …… 28
2.5.2　系统仿真及参数设置 …… 31
2.5.3　Simulink 的基本模块 …… 34
2.6　Simulink 仿真举例 …… 36
第 3 章　PID 控制器 …… 40



3.1　概述 …… 40
3.2　比例调节器 …… 41
3.2.1　比例调节和比例带 …… 41
3.2.2　比例调节的特点 …… 42
3.3　积分调节器 …… 47
3.3.1　积分调节器概述 …… 47
3.3.2　积分调节器的特点 …… 47
3.3.3　积分速度对控制系统的影响 …… 47
3.4　比例积分调节器 …… 49
3.4.1　比例积分调节 …… 49
3.4.2　比例积分调节器的特点 …… 50
3.4.3　比例积分调节器对系统过渡过程的影响 …… 50
3.4.4　积分饱和及防止 …… 54
3.5　比例微分调节器 …… 56
3.5.1　比例微分控制算法 …… 56
3.5.2　比例微分调节器的特点 …… 57
3.6　比例积分微分调节器 …… 59
3.6.1　比例积分微分调节器的表达式 …… 59
3.6.2　PID 调节器的频率响应特性 …… 60
3.6.3　PID 调节器的阶跃响应 …… 60
3.7　数字式 PID 调节器 …… 62
3.7.1　数字式 PID 控制算法的形式 …… 63
3.7.2　数字式 PID 控制算法的特点 …… 64
3.8　改进的 PID 控制算法 …… 65
3.8.1　积分分离 PID 控制算法 …… 65
3.8.2　抗积分饱和 PID 控制算法 …… 68
3.8.3　梯形积分 PID 控制算法 …… 71
3.8.4　变速积分 PID 控制算法 …… 71
3.8.5　微分先行 PID 控制算法 …… 74
3.8.6　比例先行 I-PD 控制算法 …… 77
3.8.7　带有死区的 PID 调节器 …… 78
3.9　PID 调节器参数的工程整定 …… 78
3.9.1　PID 调节器参数整定的原则 …… 79
3.9.2　PID 调节器工程整定法的特点 …… 80
3.9.3　PID 调节器参数的工程整定 …… 80
3.10　PID 控制器参数的优化整定 …… 92
第 4 章　简单过程控制系统及 Simulink 仿真 …… 96
4.1　简单过程控制系统的组成 …… 96
4.2　简单过程控制系统的设计 …… 97



4.2.1 被控对象的动态特性 …… 97
4.2.2 被控变量的选择 …… 107
4.2.3 操纵变量的选择 …… 108
4.2.4 检测变送环节 …… 109
4.2.5 执行器(调节阀)的选择 …… 110
4.3 简单过程控制系统的 Simulink 仿真 …… 120
第 5 章 串级控制系统及 Simulink 仿真 …… 127
5.1 串级控制系统的基本原理和结构 …… 127
5.1.1 串级控制系统的基本概念 …… 127
5.1.2 串级控制系统的组成 …… 131
5.1.3 串级控制系统的工作过程 …… 132
5.2 串级控制系统的分析与设计 …… 135
5.2.1 串级控制系统的分析 …… 135
5.2.2 串级控制系统的设计 …… 143
5.3 串级控制系统控制器参数的整定 …… 153
5.3.1 逐步逼近法 …… 153
5.3.2 两步整定法 …… 153
5.3.3 一步整定法 …… 154
5.4 串级控制系统应用及 Simulink 仿真 …… 155
5.4.1 串级控制系统用于克服变化剧烈和幅值大的干扰 …… 155
5.4.2 串级控制系统用于克服对象的纯滞后 …… 159
5.4.3 串级控制系统用于克服对象的容量滞后 …… 160
5.4.4 串级控制系统用于克服对象特性的非线性 …… 164
第 6 章 特殊控制系统及 Simulink 仿真 …… 169
6.1 比值控制系统 …… 169
6.1.1 比值控制原理 …… 169
6.1.2 比值控制系统的结构类型 …… 169
6.2 比值控制系统设计 …… 172
6.2.1 主动量、从动量的选择 …… 172
6.2.2 控制方案的选择 …… 173
6.2.3 调节器控制规律的选择 …… 173
6.2.4 比值系数的计算 …… 173
6.2.5 实施方案的选择 …… 175
6.2.6 调节器参数的整定 …… 175
6.3 比值控制系统及 Simulink 仿真 …… 176
6.4 均匀控制系统 …… 185
6.4.1 均匀控制的概念 …… 185
6.4.2 均匀控制系统的特点 …… 186
6.5 均匀控制系统的结构形式 …… 187



6.5.1　简单均匀控制 …… 187
6.5.2　串级均匀控制 …… 187
6.5.3　双冲量均匀控制 …… 188
6.5.4　控制规律的选择 …… 189
6.5.5　均匀控制系统参数整定 …… 189
6.6　均匀控制系统及 Simulink 仿真 …… 189
6.7　分程控制系统 …… 193
6.7.1　分程控制的概念 …… 193
6.7.2　分程控制系统的应用 …… 194
6.7.3　分程控制应用中的几个问题 …… 196
6.7.4　分程控制的应用 …… 197
6.8　选择性控制系统 …… 198
6.8.1　选择性控制的概念 …… 198
6.8.2　选择性控制系统的类型 …… 198
6.8.3　选择性控制系统设计 …… 205
6.8.4　选择性控制系统的应用 …… 205
6.9　双重控制系统 …… 206
6.9.1　基本原理和结构 …… 206
6.9.2　双重控制系统设计 …… 207
6.9.3　双重控制系统的 Simulink 仿真 …… 207
6.10　应用实例 …… 212
6.10.1　间歇式生产化学反应的分程控制 …… 213
6.10.2　精馏过程中冷凝器的选择性控制系统 …… 213
6.10.3　甲烷转化反应中的比值控制及比值报警系统 …… 214
6.10.4　隧道窑炉的串级及比值控制系统 …… 214
6.10.5　加热炉的安全联锁保护系统 …… 215
第 7 章　补偿控制系统及 Simulink 仿真 …… 216
7.1　前馈控制系统 …… 216
7.1.1　前馈控制系统的原理和特点 …… 216
7.1.2　前馈控制系统的基本结构 …… 218
7.2　前馈控制系统的设计 …… 221
7.2.1　前馈控制系统可实现的条件 …… 221
7.2.2　前馈控制器的实施 …… 221
7.2.3　前馈控制系统的参数整定 …… 222
7.3　前馈控制系统的 Simulink 仿真 …… 230
7.3.1　前馈控制系统 …… 230
7.3.2　前馈-反馈控制系统 …… 231
7.4　大时滞过程控制系统及 Simulink 仿真 …… 235
7.4.1　改进的常规控制方案 …… 236



7.4.2 预估补偿控制 …… 239
7.4.3 采样控制方案 …… 245
第 8 章 解耦控制系统 …… 246
8.1 多变量控制系统的耦合 …… 246
8.1.1 第一增益 …… 247
8.1.2 第二增益 …… 247
8.1.3 相对增益 …… 248
8.1.4 相对增益的性质 …… 249
8.1.5 多输入多输出系统的相对增益矩阵 …… 249
8.2 消除和减弱耦合的方法 …… 252
8.2.1 被控变量(输出变量)与操纵变量(输入变量)间的正确匹配 …… 252
8.2.2 控制器的参数整定 …… 253
8.2.3 减少控制回路 …… 253
8.2.4 串接解耦控制 …… 253
8.3 解耦控制系统设计 …… 253
8.3.1 对角阵解耦控制 …… 253
8.3.2 单位矩阵解耦控制 …… 257
8.3.3 前馈补偿解耦控制 …… 259
8.3.4 反馈解耦控制 …… 260
8.3.5 简化解耦控制系统 …… 262
8.4 解耦控制系统的 Simulink 仿真 …… 263
第 9 章 典型过程控制系统 …… 270
9.1 传热设备的控制系统 …… 270
9.1.1 传热设备的类型 …… 270
9.1.2 传热设备的控制目的 …… 270
9.1.3 换热器的控制 …… 271
9.1.4 蒸汽加热器的控制 …… 280
9.1.5 冷凝冷却器的控制 …… 281
9.2 锅炉设备的控制 …… 283
9.2.1 锅炉设备概述 …… 283
9.2.2 锅炉锅筒水位控制 …… 285
9.2.3 锅炉燃烧控制系统 …… 296
参考文献 …… 311

第1章 过程控制系统及仿真概述

1

过程控制系统是利用过程检测装置、变送器、控制仪表和执行器等对整个生产过程进行检测与控制，以达到所需控制目标。过程控制系统的被控量为温度、压力、流量、液位、成分等，它涉及冶金、机械、石油、化工、电力、轻工、建材等领域，因而过程控制在国民经济中占有极其重要的地位。

1.1 过程控制的任务与目标

凡是采用数字或模拟控制方式对生产过程的某一个或某些物理参数进行自动控制的系统统称为过程控制系统。过程控制主要针对温度、压力、流量、液位(物流)、成分和物性等参数进行控制。

生产过程是与化学反应、生化反应、物理反应、相变过程、能量的转换过程、传热传质过程等复杂的反应或过程相伴随的。这些过程或反应的进行，必须满足一定的内部和外部条件。满足这些条件，并且使这些条件保持稳定，生产过程就能正常、稳定地进行，产品的产量和质量就能得到保证。所以，过程控制主要是决定生产过程是否正常控制，以保证整个生产过程的正常运行。工业生产对过程控制的要求是多方面的，比如生产过程中原料和能源消耗最小，即成本低而效率高，以及工业生产过程中的某一量以最短时间到达设定值等。总的来说，可从以下三个方面对过程控制提出要求：

1）安全性。整个生产过程中，人身安全和设备安全是控制系统中最重要和最基本的要求。在整个生产过程中，通常采用越限报警、事故报警和联锁保护等措施来保证系统的安全性。随着工业生产过程的高度集成化和大型化，目前将在线故障预测与诊断、容错控制等应用于过程控制中，进一步提高了系统运行的安全性。

2）稳定性。工业生产环境中存在各种各样的干扰以及生产原料的变化和波动，如何有效地抑制或减小系统外部干扰，保持生产过程长期稳定运行是设计过程控制系统的又一要求。

3）经济性。随着市场竞争加剧和世界能源及原材料的匮乏，在满足安全性和稳定性的前提下，要求控制系统低成本、高效益。

过程控制的任务就是在了解、掌握生产工艺和系统综合指标的要求基础上，根据安全性、稳定性、经济性的要求，应用控制理论、最优控制、系统论等理论知识，对系统进行分析和设计，提出合理的控制方案，设计报警和联锁保护系统，选择最优的控制器参数及生产过程现场调试方案等。



对于大型、复杂的控制系统，同时达到上述要求是很困难的，如何应用理论知识对系统进行分析和综合，提出整体优化的控制技术方案，实现生产过程全局最优控制是有待研究的。

1.2 过程控制系统的组成与特点

过程控制系统涉及冶金、机械、石油、化工、电力、轻工、建材等领域，下面以液体储槽的水位控制为例说明过程控制系统的组成。

液位是许多工业生产中的重要参数之一，在化工、冶金、医药、航空等领域，液位的测量和控制直接影响到产品的质量。如图 1-1 所示的水槽液位控制系统，其半成品流入量和成品流出量分别为 q_1 和 q_2，系统的任务是维持水槽的液位不变。当水槽的成品流出量与半成品流入量保持平衡时，水槽的液位才不变。如果干扰使半成品流入量变化，液位就会产生变化，为此必须观察液位变化，以调整成品流出量，使其随流入量的变化而相应变化，以保持液位在规定范围内变化。

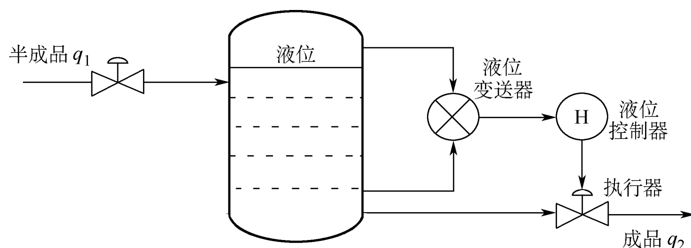


图 1-1　水槽液位控制系统

要使液位保持在设定值上，首先要随时了解液位的变化情况，通过液位传感器检测液位变化，并经过液位变送器转换为相应的标准信号送到液位控制器。与液位设定值比较，如果产生偏差信号(实际液位高于或低于设定液位)，控制器根据偏差的大小运算后输出控制命令，执行器依据控制指令调整控制阀的开度(根据偏差相应地增减流出量)，液位逐渐恢复到给定值。

从水槽液位的控制过程看，简单的控制系统包括检测被控量的传感器与变送器、完成控制运算的控制器、执行控制命令的执行器、改变被控量的控制装置(控制阀)和被控对象。典型单回路控制系统框图如图 1-2 所示。

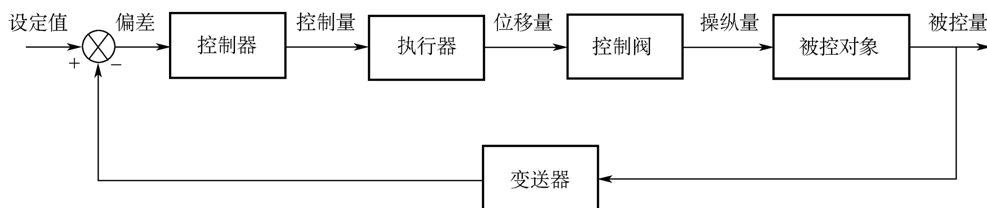


图 1-2　典型单回路控制系统框图

1）被控对象(过程)：指需要控制的生产过程、设备或装置，如锅炉锅筒、水槽等。

2）被控变量(被控量)：被控对象中要控制的某个物理量或生产过程中的某个参数，如



加热炉的温度、水槽的液位等。

3）检测和变送器：用于检测被控对象的被控量，并将检测信号转换为统一的标准电信号输出。

4）控制器（调节器）：将检测信号与设定值信号进行比较，产生偏差信号，按一定的控制规律对偏差信号进行运算，产生控制信号输出到执行器。

5）执行器：将控制信号进行放大，转换为控制操纵变量的执行信号，以驱动控制阀。常见的执行器有气动调节阀和电动调节阀。

6）控制阀：接受执行器的输出信号变换为控制进给量。控制阀有气开式和气关式两种。

7）干扰：凡是影响被控量的各种作用信号均称为干扰或扰动。干扰分内干扰和外干扰（内干扰如原料成分的变化等）。

8）偏差：准确地说，应是被控量的给定值与实际值之差。但能够直接得到的信号是被控量的测量值，故通常把给定值与测量值之差称为偏差。

9）辅助装置：为保证过程控制系统的安全性、稳定性等附加的一些装置，如报警装置、联锁保护装置等。

过程控制系统涉及冶金、机械、石油、化工、电力、轻工、建材等领域，但控制的目的均为保持过程控制系统中的被控变量为一定值或被控变量按事先预定的控制规律变化。

过程控制的被控对象涉及的范围很广。被控对象不一定是指一个具体的设备，不少情况下被控对象是指一个过程。有些过程可能涉及好几种设备，而在有些设备内部可能包括了几个过程。过程控制系统具有以下特点：

1）被控对象的多样性。过程控制涉及各个工业领域（如石化、电力、冶金、造纸、化工、医药、食品等领域），被控变量有温度、压力、流量、液位、成分等，生产工艺各不相同，执行机构多种多样，因此过程控制系统中的被控对象具有多样性。

2）对象特性的难辨性。过程控制被控对象的内在机理较为复杂，不论简单还是复杂过程，它存在严重的非线性，且有多变量过程，有些被控对象的特性随时间或工作条件而变化，要想完全从机理上揭示其内在规律，以获得精确的数学模型还有较大的困难，即对象复杂性和不确定性的控制过程，采用机理建模非常困难，甚至是不可能的。可根据过程输入、输出数据确定过程模型的结构和参数的系统辨识方法建模，构成白箱模型、黑箱模型和灰箱模型。

3）对象的滞后和耦合。在化工、热工等过程控制中，被控量往往具有较大的惯性，被控对象往往具有纯滞后性（如化工管道加料的延迟以及化学反应的滞后）。被控对象的滞后，对于调节过程产生不利的影响，它将降低调节系统的稳定性，增大调节参数的偏差，延长调节时间。

在实际生产过程中，往往有多个参数（被控量）需要控制，又有多个变量可用作控制量。在很多情况下，被控量与控制量之间呈现出交互影响的关系，每个控制量的变化会同时引起几个被控量的变化，形成控制量与被控量的耦合。耦合的存在会使过程控制系统变得复杂化。

4）特性往往具有非线性。客观世界本来就是非线性的，线性只是一种近似。在工业生产过程中，大多数过程都是非线性的。非线性是控制系统中普遍存在的系统特性，来源于被



控对象特性、控制系统硬件和控制算法。如间歇式加温过程、齿轮运动等为典型的非线性控制系统。

对于一个非线性程度不高的过程，可以把它当作一个线性过程来处理。

5）控制方案的多样性。由于被控过程的多样性，而且多半属于多变量、非线性分布参数和时变参数，因此过程控制中应用的控制方案的种类和内容十分丰富。过程控制系统的发展随着工业生产要求的提高和生产技术的发展，出现了单回路控制、串级控制、前馈-反馈控制、比值控制、均匀控制、分程控制、选择性控制、智能控制(专家控制、模糊控制、神经网络控制等)、数字和计算机过程控制系统等。

6）定值控制是主要控制形式。大多数生产过程中被控量的设定值为一定值，控制的目的是使系统尽快减小或消除干扰的影响，使被控量保持或接近设定值，即系统为定值控制。

7）系统多属于慢变化过程。过程控制的被控对象往往具有很大的储蓄容积，导致被控量的变化十分缓慢。

8）容错性。对复杂(如非线性、快时变、复杂多变量和环境扰动等)控制系统来说，能进行有效的全局控制，并具有较强的容错能力。

过程控制系统按控制器形式分为常规仪表过程控制系统和计算机过程控制系统。

计算机的应用不仅促进了现代控制理论的发展，而且也推动了工业生产过程向深度与广度进军。为解决大规模复杂系统的优化和控制问题，计算机过程控制系统经历了直接数字控制(DDC)、集散控制系统(DCS)、现场总线控制系统，使生产自动化提高到了更高的水平，甚至在向智能化的方向大步迈进。

随着计算机技术、现代控制理论和智能控制理论的发展，针对工业过程的非线性、时变性、不确定性等特点，过程控制算法从最基本的比例积分微分(PID)控制发展到了先进控制策略(模糊控制、预测控制、自适应控制等)。

1.3 过程控制系统的分类

1.3.1 一般分类

1. 按控制工艺参数分类

过程控制系统按被控量分为温度控制系统、压力控制系统、流量控制系统、成分控制系统、物位控制系统等。

2. 按控制系统的任务分类

根据生产任务的要求，过程控制系统分为比值控制、均匀控制、串级控制、前馈控制等。

3. 按自动化装置的不同分类

有常规仪表控制系统、计算机控制系统。

4. 按控制策略分类

有简单控制、复杂控制和先进控制。

1.3.2　按设定值形式分类

按系统输入信号的特点可分为：

1. 定值控制系统

系统被控量的设定值是恒值或在规定的小范围附近波动的量。控制的目的是使系统的被控量尽快排除各种干扰的影响，维持在设定值上。常见的定值控制系统有恒温、恒压、恒速控制系统。

2. 随动控制系统

系统被控量的设定值为一个事先无法确定的随时间任意变化的量。控制目的是使系统的被控量能迅速、平稳地跟踪输入信号的变化，如雷达天线自动跟踪系统、高炮自动瞄准系统。

3. 程序控制系统

系统被控量的设定值是事先确定的程序信号，控制的目的是使系统的被控量按照要求的程序动作。如机械工业中退火炉的温度控制系统，其设定值是按升温、保温、逐次降温等程序变化的，如间歇生产过程中化学反应器的温度控制和电脑控制的洗衣机、电饭煲等。

1.3.3　按系统的结构特点分类

1. 反馈控制系统

反馈控制系统通过测量系统的输出值、反馈到系统的输入端与设定值比较，产生偏差信号，进行系统控制，系统输入端和输出端之间不仅存在输入到输出的前向通道，还存在输出到输入的反馈通道，构成闭环控制系统。

反馈控制系统是利用偏差纠正偏差，即偏差值是控制的依据，控制的目的是达到减小或消除偏差，控制系统有较高的控制精度和较好的适应能力。由于反馈控制系统的控制作用只有在偏差出现后才产生，因此对于具有大惯性和纯滞后时间常数较大的时变系统，反馈控制系统的控制作用不及时，降低了控制效果。

反馈控制系统的反馈信号可能有多个，可以构成多回路反馈控制系统。

2. 前馈控制系统

前馈控制是一种利用输入或扰动信号的直接控制作用构成的开环控制系统。如果被控过程具有严重的可测、可控的扰动信号，前馈控制可以利用干扰信号直接产生控制输出，以减少干扰对控制系统的影响，它应用的是补偿原理。前馈控制器能有效地改善控制系统的性能。

3. 复合控制系统(前馈-反馈控制系统)

按输入或扰动直接构成的开环控制通常与包含按偏差的闭环控制共同组成反馈-前馈控制系统，称之为复合控制系统。对于滞后较大的控制对象，其反馈控制作用不能及时影响系统的输出，以致引起输出量的过大波动，直接影响控制品质。如果引起输出量较大波动的主要外来扰动参量是可量测和可控的，则可在反馈控制的同时，利用外来扰动信号直接控制输出，构成复合控制能迅速有效地补偿外来扰动对整个系统的影响，并利于提高控制精度。

前馈控制是一种开环控制方法。开环控制的优点是不存在闭环系统稳定性问题，但它要求模型精确，且不能消除余差。所以前馈控制和反馈控制一起构成了复合控制，这样既发挥



了前馈控制校正及时的优点，又保持了反馈控制能克服多种扰动对被控量影响的特点。

1.4 过程控制系统的性能指标

工业过程控制系统是否能精确地保持被控量按照生产工艺要求的预定规律变化，这取决于所设计的控制系统结构、被控过程的特性、过程检测装置、控制策略等。

一个性能良好的过程控制系统，在受到外来扰动影响或设定值发生变化后，应能迅速、准确、平稳地恢复或趋近到设定值。

过程控制系统的评价指标可从以下三个方面考虑：

1）稳定性：稳定性是控制系统的首要要求，并且考虑到实际过程控制系统工作环境、参数、原料等的变化，对系统除要求稳定外，还要求其具有一定的稳定裕量。

2）准确性：系统过渡过程结束后，控制系统被控量与设定值之间的偏差是衡量系统性能的重要指标，通常希望静态偏差尽可能小。

3）快速性：控制系统受到干扰影响后，系统是否可迅速做出响应，根据偏差调节操纵变量，使被控量与设定值之间的偏差尽快地减小，并且被控量在工艺要求范围内变化。

过程控制系统的性能指标应根据生产工艺过程的实际需要确定，可分为时域控制性能指标和综合控制性能指标。

1.4.1 时域控制性能指标

采用系统阶跃输入信号作用下系统的输出响应曲线的一些特征点来定义控制系统的时域性能指标，有衰减比、衰减率、最大动态偏差、超调量、调节时间、振荡频率等。

系统的阶跃响应曲线如图 1-3 所示。

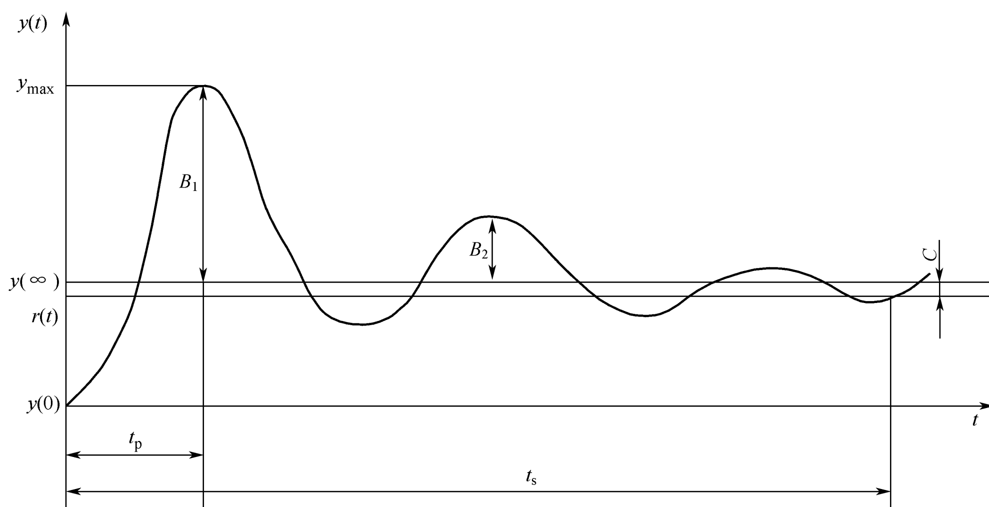


图 1-3 系统的阶跃响应曲线

1. 衰减比

衰减比表示系统衰减响应曲线的衰减程度，定义为两个相邻的同向波峰值之比，即

$$n = \frac{B_1}{B_2}$$

衰减比是系统的稳定性指标，衰减比越大，系统越稳定，当衰减比 $n = 1$ 时，系统的输出为等幅振荡；$n < 1$ 时系统的响应为发散振荡；$n > 1$ 时系统的响应为衰减振荡。一般认为，随动系统 $n = 10$、定值系统 $n = 4$ 时，系统的性能较佳，衰减比应根据实际情况灵活处理。

2. 衰减率

衰减率也用于对控制系统稳定性的衡量。衰减率是指每经过一个周期，输出响应曲线波动幅值衰减的百分数，即

$$\Psi = \frac{B_1 - B_2}{B_1} = 1 - \frac{B_2}{B_1} = 1 - \frac{1}{n}$$

一般当 $\Psi = 0.75 \sim 0.9$ 时，对应于 $n = 4 \sim 10$。

3. 余差(静态偏差)C

余差是指输出系统的过渡过程稳态值与设定值之差。余差是控制系统稳态准确性指标，对于定值系统或随动系统，一般要求余差为零或小于工艺设计范围。

4. 最大动态偏差(最大超调量)

最大动态偏差是指系统输出量的最大值与输出的稳态值之差，其与输出稳态值的相对百分数构成系统的最大超调量 $\sigma\%$。最大超调量表征控制系统最大输出值偏离稳态值的程度，它是系统动态稳定性的重要指标。最大超调量定义为

$$\sigma\% = \frac{y(t_p) - y(\infty)}{y(\infty)} \times 100\%$$

5. 调节时间 t_s(过渡过程时间)

系统的调节时间 t_s 是指控制系统受到扰动作用开始，直到被控量从过渡过程状态恢复到新的平衡状态的 $\pm 5\%$(或 $\pm 2\%$)误差带的范围内所需要的最短时间。调节时间反映了控制系统的快速性，调节时间 t_s 越短，表明系统动态响应越快，系统克服扰动信号的能力越强。

对于不同的被控对象，系统的性能指标要求有所侧重。例如，随动系统动态特性要求较高。同一系统中各种性能指标互相制约，提高了系统的快速性，可能会加速系统振荡；改善了系统的平稳性，控制过程又可能拖长，甚至使系统的稳态精度也变差。实际上，应根据工艺生产的具体要求，分清主次，统筹兼顾，保证优先满足主要的品质指标要求。

1.4.2　综合控制性能指标

控制系统中除上述单项控制性能指标外，也采用综合控制性能指标来衡量控制系统的优劣，常采用偏差积分性能指标。

1. 偏差积分(IE)

$$J = \int_0^\infty e(t)\,\mathrm{d}t \to \min$$

2. 偏差绝对值积分(IAE)

$$J = \int_0^\infty |e(t)|\,\mathrm{d}t \to \min$$



该综合性能指标适用于衰减和无静差系统。

3. 偏差绝对值与时间乘积的积分(ITAE)

$$J=\int_0^\infty t\,|e(t)|\,\mathrm{d}t\to\min$$

该综合性能指标既包含了控制系统初始大误差对性能指标的影响，又同时强调了过渡过程后期的误差对系统性能指标的影响。

4. 偏差二次方值积分(ISE)

$$J=\int_0^\infty e^2(t)\,\mathrm{d}t\to\min$$

该积分性能指标重点考虑抑制过渡过程中的大偏差。

采用不同积分性能指标对控制系统整个过渡过程优良程度的侧重点不同。

1.5　过程控制系统的 MATLAB 计算与仿真

1.5.1　控制系统计算机仿真

控制系统的计算机仿真是一门涉及控制理论、计算数学与计算机技术的综合性学科，它的产生及发展差不多是与计算机的发明和发展同步进行的。

控制系统的计算机仿真就是以控制系统的模型为基础，采用数学模型代替实际的控制系统，以计算机为工具，对控制系统进行实验和研究的一种方法。

控制系统计算机仿真的过程包含如下步骤：

1. 建立控制系统的数学模型

系统的数学模型是指描述系统输入、输出变量以及内部变量之间的数学表达式。系统数学模型的建立可采用解析法和实验法，常见的数学模型有微分方程、传递函数、结构图、状态空间表达式。

2. 建立控制系统的仿真模型

根据控制系统的数学模型转换成能够对系统进行仿真的模型。

3. 编制控制系统的仿真软件

采用各种各样的计算机语言(Basic、FORTRAN、C 等语言)编制控制系统的仿真程序，或直接利用一些仿真语言。

4. 进行系统仿真实验并输出仿真结果

通过对仿真模型及实验参数的修改，进行系统仿真实验，输出仿真结果。

应用 MATLAB 的 Toolbox 及 Simulink 集成环境作为仿真工具，完成 MATLAB 仿真。

1.5.2　控制系统的 MATLAB 计算与仿真

MATLAB 是矩阵实验室(Matrix Laboratory)之意。MATLAB 具有以下主要特点：

1. 功能强大，适用范围广

MATLAB 除具备卓越的数值计算能力外，它还提供了专业水平的符号计算。差不多所有科学研究与工程技术应用所需要的计算，MATLAB 均可完成。

2. 语言简洁紧凑，使用方便灵活



MATLAB 提供的库函数极其丰富，既有常用的基本库函数，又有种类齐全、功能丰富多样的专用库函数。MATLAB 程序书写形式自由，利用丰富的库函数避开了繁杂的子程序编程任务，压缩了一切不必要的编程工作。由于库函数都由本领域的专家编写，用户不必担心函数的可靠性。

3. 友好的图形界面，用户使用方便

MATLAB 具有友好的用户界面与方便的帮助系统。MATLAB 的函数命令众多，功能各异，但 MATLAB 的联机帮助功能使用户既可用 help 命令查询某个函数的功能及使用，又可由 MATLAB 图形界面下的 help 菜单来查询，为用户提供了学习它的便捷之路。

MATLAB 是演算纸式的科学工程计算语言，使用 MATLAB 编程运算与人的科学思路和表达方式相吻合，犹如在演算纸上运算并求结果，使用十分方便。

4. 图形功能强大

MATLAB 里提供了多种图形函数，可以绘制出丰富多彩的图形。MATLAB 数据的可视化非常简单，MATLAB 还具有较强的编辑图形界面的能力。

5. 功能强大的工具箱

MATLAB 包含两个部分：核心部分和各种可选的工具箱。

当前流行的 MATLAB 7.0/Simulink 5.0 包括拥有数百个内部函数的主包和三十多种工具包(Toolbox)。工具包又可以分为功能性工具包和学科性工具包：功能性工具包用来扩充 MATLAB 的符号计算、可视化建模仿真、文字处理及实时控制等功能；学科性工具包是专业性比较强的工具包，控制工具包、信号处理工具包、通信工具包等都属于此类。

针对过程控制系统的非线性、快时变、复杂多变量和环境扰动等特点及 MATLAB 的可实现动态建模、仿真与分析等优点，采用 MATLAB 的 Toolbox 与 Simulink 仿真工具，为过程控制系统设计与参数整定的计算和仿真提供了一个强有力的工具，使过程控制系统的设计与整定发生了革命性的变化。

第 2 章

MATLAB 与 Simulink 基础

2

2.1 MATLAB 系统概述

2.1.1 MATLAB 简介

MATLAB 名字由 MATrix 和 LABoratory 两词的前三个字母组合而成，由 MathWorks 公司开发。MATLAB 的内核采用 C 语言编写，除具有数值计算功能外，还具备了数据图视等功能。它的简洁和高效对控制理论以及计算机辅助设计起到了巨大的推动作用。MATLAB 是以复数矩阵作为基本编程单元的一种程序设计语言，它提供了各种矩阵的运算操作，并具有较强的绘图功能。MATLAB 在应用代数、数理统计、自动控制、数字信号处理、模拟与数字通信、时间序列分析、动态系统仿真等领域都有广泛的应用。在国际学术界，MATLAB 已经被确认为准确、可靠的科学计算标准软件。随着新版本的不断推出，MATLAB 无论在界面上还是在内容上都得到不断完善，并拥有了很多应用在控制领域的工具箱，MATLAB 已经成为当今国际控制界应用最广也最受人们喜爱的一种软件环境。

MATLAB 具有用法简易、运用灵活的特点，利用其丰富的函数资源，可使编程人员从繁琐的代码中解脱出来。MATLAB 用更直观、更符合人们思维习惯的代码，代替了 C 语言和 FORTRAN 语言的冗长代码，给用户带来的是最直观、最简洁的程序开发环境。MATLAB 语言的主要特点如下：

1）语言简洁紧凑，使用方便灵活。MATLAB 程序的书写格式自由，数据的输入、输出语句简洁，很短的代码就可以完成其他语言要使用大量代码才能完成的复杂工作。

例如：A = [1 2 3;4 5 6;7 8 9]一条语句实现了对 3×3 阶矩阵的输入。

2）数值算法稳定可靠，库函数十分丰富。MATLAB 的一个最大特点是具有强大的数值计算能力，它提供了许多调用十分方便的数学计算函数，使人们可以随意使用而不必考虑数值的稳定性。

例如：

```
e = eig(A)            %求矩阵 A 的特征值
[L,U] = lu(A)         %求矩阵 A 的 LU 分解
polyder(b)            %求多项式的微分
```

3）运算符丰富。MATLAB 是用 C 语言编写的，所以 MATLAB 提供了和 C 语言几乎一样多、一样丰富的运算符，而且还重载了一些运算符，给它们赋予了新的含义。

例如：

```
C = A * B        % 矩阵的乘法
B = C'           % 求矩阵 C 的共轭复数转置
x = A/b          % 求 Ax = b 的最小二乘解
```

4）MATLAB 既具有结构化的控制语句（if、for、while），又支持面向对象的程序设计。

5）语法限制不严格，程序设计自由度大。

在 MATLAB 里可以不用先定义或声明变量就使用它们。

6）程序的可移植性好。MATLAB 程序几乎不用修改就可以移植到其他的机型和操作系统中运行。

7）MATLAB 的图形功能强大，支持数据的可视化操作，方便地显示程序的运行结果。

8）具有强大的工具箱。MATLAB 包含两个部分：核心部分和各种可选的工具箱。核心部分有几百个核心内部函数，工具箱则是由各个领域的高水平专家编写的，所以用户不必编写该领域的基础程序就可以直接进行更高层次的研究。例如，控制领域可以使用的工具箱就有 Control System（控制系统）工具箱、System Identification（系统辨识）工具箱、Robust Control（鲁棒控制）工具箱、Optimization（最优化）工具箱等。

9）源程序的开放性、系统的可扩充能力强。除了内部函数外，所有的 MATLAB 核心文件和工具箱文件都提供了 MATLAB 源文件，用户可通过对源文件的修改生成自己所需要的工具箱。

10）MATLAB 是解释执行语言。MATLAB 程序不用编译生成可执行文件就可以运行，解释执行时程序的执行速度较慢，效率比 C 等高级语言低，而且无法脱离 MATLAB 环境运行 MATLAB 程序，这是 MATLAB 的缺点。但是 MATLAB 的编程效率远远高于一般的高级语言，这使人们可以把大量的时间花费在对控制系统的算法研究上，而不是浪费在大量的代码上。

2.1.2　MATLAB 使用简介

1. MATLAB 软件的安装

MATLAB 目前的最新版本是 MATLAB 7.14（即 MATLAB 2012A），建议安装这个版本的软件。只要将 MATLAB 光盘放入光驱，运行光盘上的 Setup.exe 程序即可自动安装。安装过程中要求用户输入正确的序列号码、选择安装的路径、选择安装的工具箱、选择安装的帮助类型。MATLAB 附带了大量的工具箱，有些工具箱是控制领域所不需要的，为了节省磁盘空间，建议有选择地安装这些工具箱。

2. MATLAB 软件的启动

安装成功后，可以通过 Windows 操作系统的桌面快捷键或者开始菜单启动 MATLAB。启动 MATLAB 后，出现图 2-1 所示的主窗口。主窗口上有三个窗口：命令窗口（Command Window）、工作空间（Workspace）窗口、历史命令（Command History）窗口。在命令窗口可以键入 MATLAB 命令和函数，按回车键后就直接执行键入的命令和函数，同时历史命令窗口记录了曾经执行过的命令，并可以重新执行或者转存为 M 文件。在工作空间窗口可以观测当前工作空间中的变量情况，从操作台窗口可以寻求相关的帮助信息。



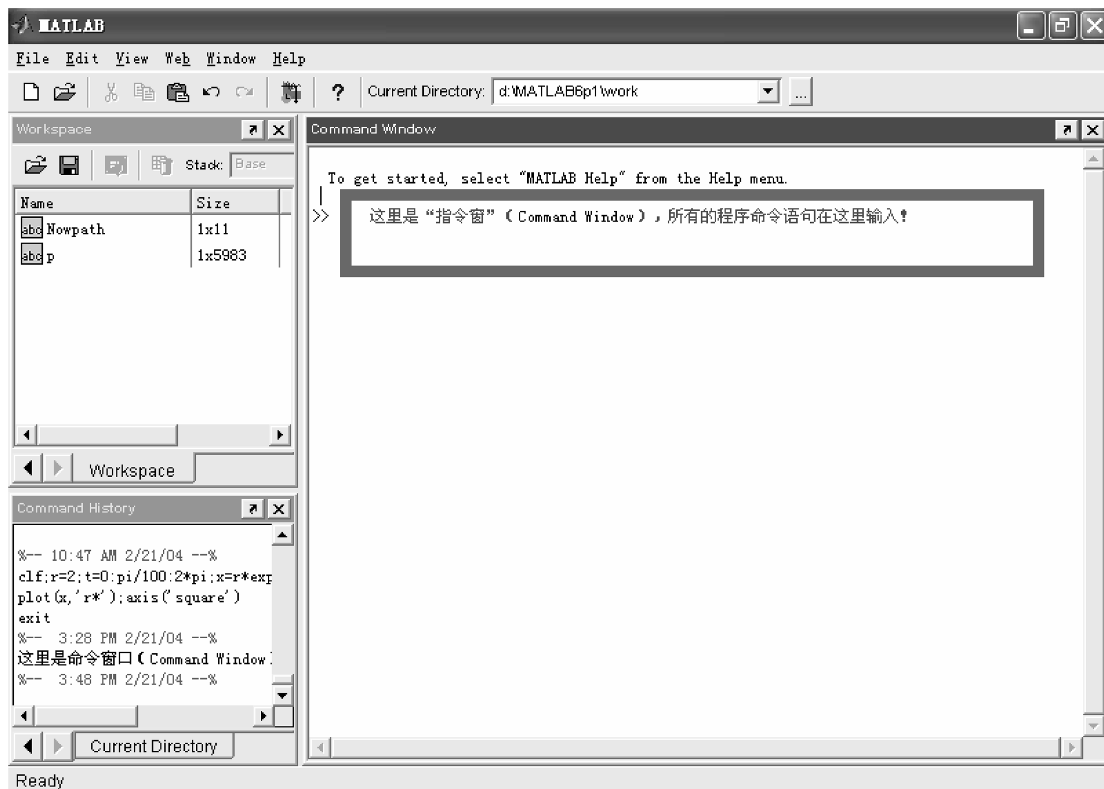


图 2-1 MATLAB 的主窗口

3. 命令窗口

MATLAB 的命令窗口的系统提示符是两个大于号，即 >>，在提示符后可以输入要执行的命令。MATLAB 的命令窗口可以执行任何 MATLAB 命令和函数，这个窗口的主要功能有操作 M 文件(打开、新建、运行、保存)、操作 MDL 文件、运行 MATLAB 程序等。

4. 程序编辑/调试器

MATLAB 内置了程序编辑/调试器(见图 2-2)，在程序编辑/调试器里可以建立、编辑、存储 M 文件，可以运行、调试(断点、单步、跟踪、查看)程序。

5. 变量查看器

在 MATLAB 中，工作空间(Workspace)是一个重要的环境。工作空间指运行 MATLAB 的程序或命令所生成的所有变量和 MATLAB 提供的常量构成的空间。启动 MATLAB 后，会自动建立一个工作空间，工作空间在 MATLAB 运行期间一直存在，关闭 MATLAB 后工作空间自动消失。刚打开的 MATLAB 的工作空间中只有 MATLAB 提供的几个常量，如 pi (3.1415926)，虚数单位 i、j 等。运行 MATLAB 程序时，程序中的变量被加入到工作空间中。除非用特殊的命令删除某变量，否则该变量在关闭 MATLAB 之前一直存在。由此可见，在一个程序中的运算结果以变量的形式保存在工作空间中，又可被别的程序继续利用。可以随时查看工作空间中的变量名及变量的值。另外，某个时刻的工作空间中的所有变量可以保存到一个文件中。这样，当关闭 MATLAB 后，所有变量的值仍然存在，当下次启动 MATLAB 后，又可用相关的命令把保存的工作空间的所有变量调入到当前工作空间中。关于工



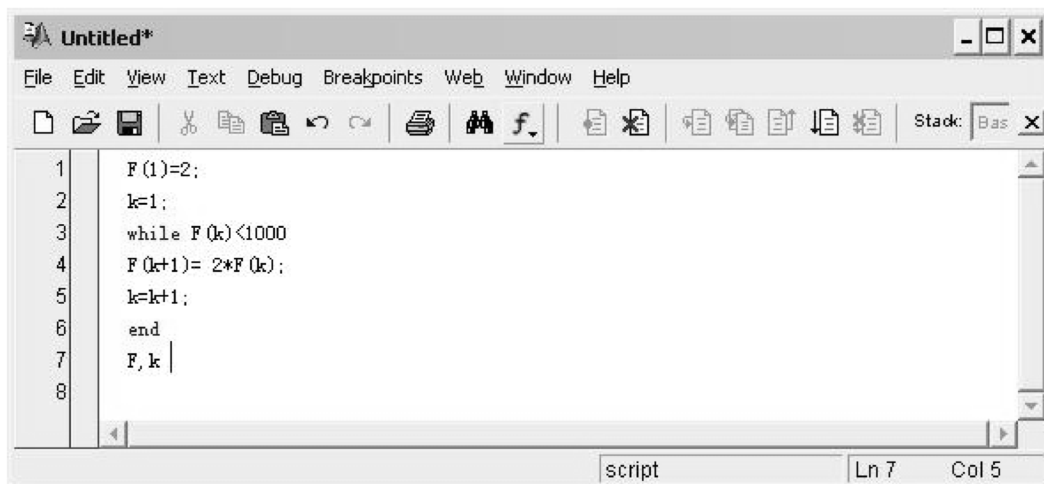


图 2-2　程序编辑/调试器窗口

作空间变量管理的命令如下：

1） who、whos：查看工作空间中的变量情况；

2） clear：查看工作空间中的变量；

3） size、length：求取变量的大小；

4） exist：查询在当前的工作空间中是否存在一个变量；

5） save、load：将工作空间中的变量保存到文件中，或从文件中加载变量。

6. 图形窗口

图形窗口(见图 2-3)是独立于 MATLAB 主窗口的窗体，由 MATLAB 和系统共同控制。

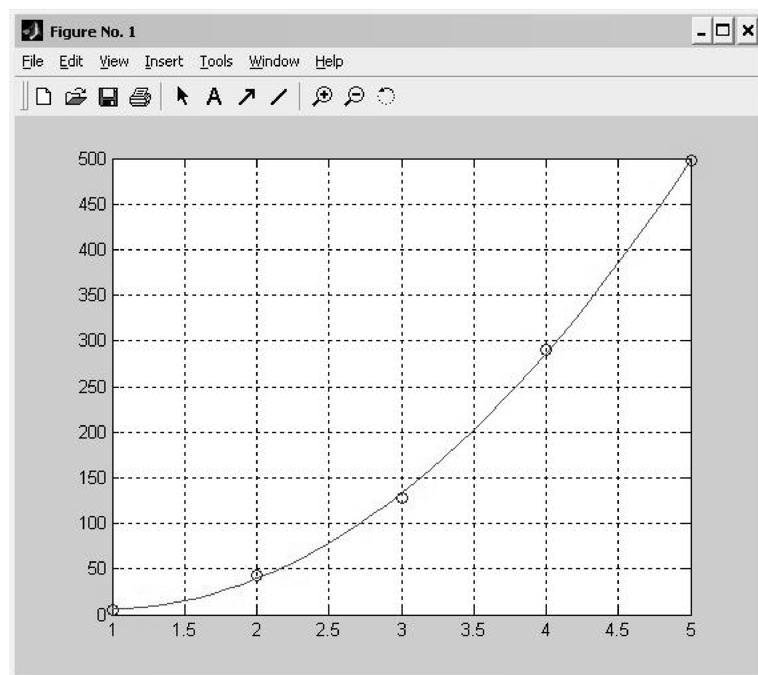


图 2-3　图形窗口



在图形窗口上可以进行绘制曲线、显示文本、填充颜色等操作。可以用 figure 命令建立新的图形窗口，也可以用绘图语句(如用 plot 命令)自动创建图形窗口并在上面绘图。

7. 帮助系统

MATLAB 有大量的函数和工具箱，而且这些函数、工具箱随着软件版本的升级还要不断扩充。对用户来说，掌握每一个函数是不可能的事情，因此要经常借助于 MATLAB 自身的帮助系统寻求函数、工具箱的使用方法，熟悉 MATLAB 的帮助系统是掌握 MATLAB 的重要方法。

MATLAB 中有两种寻求帮助的方法：

（1）使用普通文本帮助

在命令窗口中键入如下命令就可以在命令窗口显示相关内容的帮助：

```
help 函数名/文件名          % 显示相关函数/文件的帮助体
lookfor 函数名/文件名       % 显示相关函数/文件的 H1 行
```

（2）使用超文本帮助

可以使用两种方法激活 MATLAB 的超文本帮助：在命令窗口键入 doc 命令或者用命令窗口的帮助菜单选项。在超文本帮助窗口中可以像浏览网页一样查找所需要的帮助内容，也可以在命令窗口中键入下面的命令查找所需要的超文本帮助：doc 函数名/文件名。帮助窗口如图 2-4 所示。

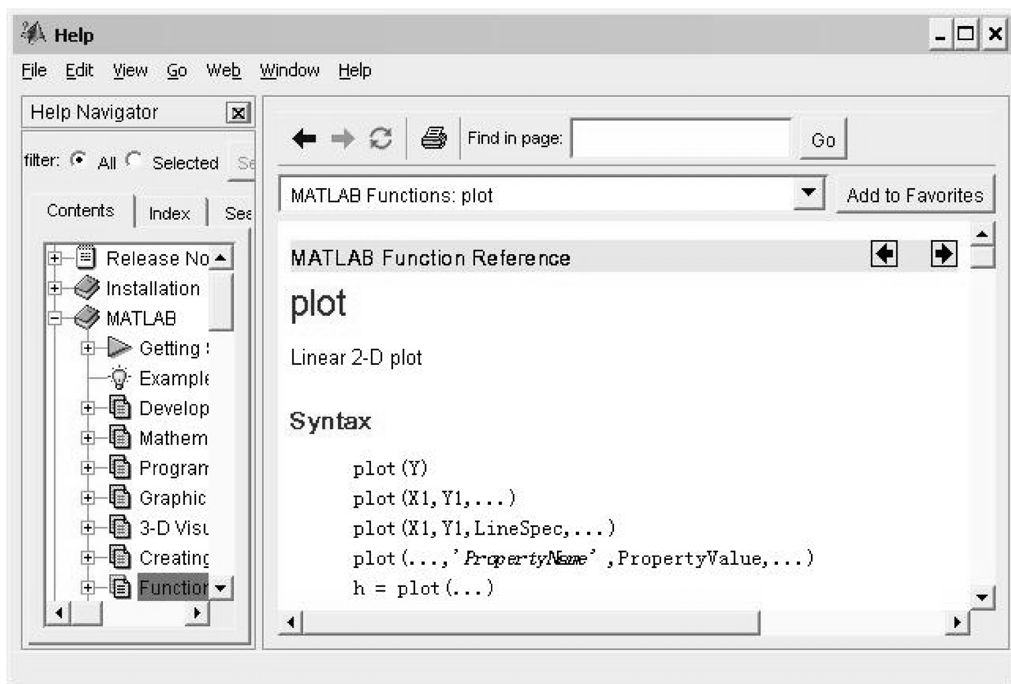


图 2-4　帮助窗口

2.1.3　MATLAB 编程基础

为了方便初学者在学习 MATLAB 时上机调试，下面列举了常用的编程知识、规则。

1）用户可以在 MATLAB 命令窗口键入一个命令，也可以由 MATLAB 定义的语言编写一个或多个应用程序，这样 MATLAB 软件对此命令或程序中的各条命令进行翻译，然后在 MATLAB 环境下对它进行处理，最后返回运算结果。要注意的是，无论是命令还是 MATLAB 应用程序，必须在 MATLAB 环境中运行，通常在命令窗口中键入命令名或者应用程序名。

2）MATLAB 以复数矩阵为基本的运算单元，既可以对它的整体进行处理，也可以对它的某个或某些元素进行单独处理，操作起来比较方便。

3）MATLAB 最基本的语句是赋值语句，其结构为

变量名列表 = 表达式

4）变量不需要定义就可以直接使用和赋值。

例如：

```
A = [1,2;3,4]          % 定义并输入一个 2×2 阶矩阵
str = 'Hello'          % 定义并输入一个字符串(字符数组)
```

矩阵每行中的各个元素用逗号或者空格分隔，行与行之间用分号分隔；字符串用单引号定义。

5）输入、输出函数。

① A = input(提示信息,选项)

说明：这里的提示信息可以作为一个字符串来显示，用它来提示用户应输入什么样的数据，例如用户想输入矩阵 A，则可以采用下面的命令：

```
A = input('Enter matrix A = > ')
```

执行该语句时，先给出 Enter matrix A = > 提示，然后等待用户从键盘上按照 MATLAB 格式输入一个矩阵。若在调用此函数时选择了‘s’选项，则允许用户输入一个字符串。

② disp(A)。

说明：其中 A 既可以是字符串，也可以是矩阵。如果 A 为一个字符串，则可按如下语句显示其内容：

```
A = 'hello';disp(A)
```

显示结果为 hello。

2.2　MATLAB 数值计算功能

2.2.1　MATLAB 数据类型

MATLAB 的数据类型主要包括：数字、字符串、矩阵、单元型数据及结构型数据等，限于篇幅，这里将重点介绍其中 3 个常用类型。

2.2.1.1　变量与常量

变量是任何程序设计语言的基本要素之一，MATLAB 语言当然也不例外。与常规的程序设计语言不同的是，MATLAB 并不要求事先对所使用的变量进行声明，也不需要指定变



量类型，MATLAB 语言会自动依据所赋予变量的值或对变量所进行的操作来识别变量的类型。在赋值过程中，如果赋值变量已存在，则 MATLAB 语言将使用新值代替旧值，并以新值类型代替旧值类型。

在 MATLAB 语言中，变量的命名应遵循如下规则：

1）变量名区分大小写。

2）变量名长度不超过 31 位，第 31 个字符之后的字符将被 MATLAB 语言所忽略。

3）变量名以字母开头，可以由字母、数字、下划线组成，但不能使用标点。

与其他的程序设计语言相同，在 MATLAB 语言中也存在变量作用域的问题。在未加特殊说明的情况下，MATLAB 语言将所识别的一切变量视为局部变量，即仅在其使用的 M 文件内有效。若要将变量定义为全局变量，则应当对变量进行说明，即在该变量前加关键字 global。一般来说，全局变量均用大写的英文字符表示。

MATLAB 语言本身也具有一些预定义的变量，这些特殊的变量称为常量。表 2-1 给出了 MATLAB 语言中经常使用的一些常量值。

表 2-1　MATLAB 语言中经常使用的一些常量值

常　　量	表 示 数 值	常　　量	表 示 数 值
pi	圆周率	NaN	表示不定值
eps	浮点运算的相对精度	realmax	最大的浮点数
inf	正无穷大	i，j	虚数单位

在 MATLAB 语言中，定义变量时应避免与常量名重复，以防改变这些常量的值，如果已改变了某外常量的值，则可以通过“clear + 常量名”命令恢复该常量的初始设定值(当然,也可通过重新启动 MATLAB 系统来恢复这些常量值)。

2.2.1.2　数字变量的运算及显示格式

MATLAB 是以矩阵为基本运算单元的，而构成数值矩阵的基本单元是数字。对于简单的数字运算，可以直接在命令窗口中以平常惯用的形式输入，如计算 2 和 3 的乘积再加 1 时，可以直接输入：

```
>>1 +2 *3
    ans =
        7
```

这里“ans”是指当前的计算结果。若计算时用户没有对表达式设定变量，系统就会自动赋当前结果给“ans”变量。

MATLAB 语言中数值有多种显示形式，在默认情况下，若数据为整数，则就以整数表示；若数据为实数，则以保留小数点后 4 位的精度近似表示。MATLAB 语言提供了 10 种数据显示格式，常用的有下述几种格式：

```
short          小数点后 4 位(系统默认值)
long           小数点后 14 位
short   e      5 位指数形式
long    e      15 位指数形式
```



MATLAB 语言还提供了复数的表达和运算功能。在 MATLAB 语言中，复数的基本单位表示为 i 或 j。在表达简单数数值时，虚部的数值与 i、j 之间可以不使用乘号，但是如果是表达式，则必须使用乘号，以识别虚部符号。

2.2.1.3　字符串

字符和字符串运算是各种高级语言必不可少的部分，MATLAB 中的字符串是其进行符号运算表达式的基本构成单元。

在 MATLAB 中，字符串和字符数组基本上是等价的，所有的字符串都用单引号进行输入或赋值（当然也可以用函数 char 来生成）。字符串的每个字符（包括空格）都是字符数组的一个元素。例如：

```
>> s = 'matrix  laboratory';
   s =
        matrix  laboratory
>> size(s)                          % size 查看矩阵的维数
   ans =
          1   17
```

另外，由于 MATLAB 对字符串的操作与 C 语言几乎完全相同，这里不再赘述。

2.2.2　矩阵及其运算

矩阵是 MATLAB 数据存储的基本单元，而矩阵的运算是 MATLAB 语言的核心，在 MATLAB 语言系统中，几乎一切运算均是以对矩阵的操作为基础的。

2.2.2.1　矩阵的生成

1. 直接输入法

从键盘上直接输入矩阵是最方便、最常用的创建数值矩阵的方法，尤其适合较小的简单矩阵。在用此方法创建矩阵时，应当注意以下 5 点：

1）输入矩阵时要以“[　]”为其标识符号，矩阵的所有元素必须都在括号内。

2）矩阵同行元素之间由空格或逗号分隔，行与行之间用分号或回车键分隔。

3）矩阵大小不需要预先定义。

4）矩阵元素可以是运算表达式。

5）若“[　]”中无元素，表示空矩阵。

另外，在 MATLAB 语言中冒号的作用是最为丰富的。首先，可以用冒号来定义行向量。例如：

```
>> a = 1:0.5:4
a =
   Columns 1 through 7
     1    1.5    2     2.5     3        3.5     4
```

其次，通过使用冒号，可以截取指定矩阵中的一部分。例如：



```
  >> A = [1  2  3;4  5  6;7  8  9]
A =
    1     2     3
    4     5     6
    7     8     9
  >> B = A(1:2,:)
    B =
        1     2     3
        4     5     6
```

通过上例可以看到 B 是由矩阵 A 的 1 ~2 行和相应的所有列的元素构成的一个新矩阵。在这里，冒号代替了矩阵 A 的所有列。

2. 特殊矩阵的生成

对于一些比较特殊的矩阵(单位矩阵、矩阵中含 1 或 0 较多)，由于其具有特殊的结构，MATLAB 提供了一些函数用于生成这些矩阵，常用的有下面 5 个：

zeros(m)	生成 m 阶全 0 矩阵
eye(m)	生成 m 阶单位矩阵
ones(m)	生成 m 阶全 1 矩阵
rand(m)	生成 m 阶均匀分布的随机矩阵
randn(m)	生成 m 阶正态分布的随机矩阵

2.2.2.2 矩阵的基本数学运算

矩阵的基本数学运算包括矩阵的四则运算、与常数的运算、逆运算、行列式运算、秩运算、特征值运算等基本函数运算，这里进行简单介绍。

1. 四则运算

矩阵的加、减、乘运算符分别为“ + 、 - 、 * ”，用法与数字运算几乎相同，但计算时要满足其数学要求(如同型矩阵才可以加、减)。

在 MATLAB 中，矩阵的除法有两种形式：左除“ \ ” 和右除“/”。在传统的 MATLAB 算法中，右除是先计算逆矩阵再相乘，而左除则不需要计算逆矩阵直接进行除运算。通常右除要快一点，但左除可避免被除矩阵的奇异性所带来的麻烦。

2. 与常数的运算

常数与矩阵的运算即是同该矩阵的每一个元素进行运算。但需注意进行数除时，常数通常只能作为除数。

3. 基本函数运算

矩阵的函数运算是矩阵运算中最为实用的部分，常用的主要有以下 5 个：

det(a)	求矩阵 a 的行列式
eig(a)	求矩阵 a 的特征值
inv(a)或 a^(-1)	求矩阵 a 的逆矩阵
rank(a)	求矩阵 a 的秩
trace(a)	求矩阵 a 的迹(对角线元素之和)




```
例如：>> a = [2  1  -3  -1;3  1  0  7;-1  2  4  -2;1  0  -1  5];
      >> a1 = det(a);
      >> a2 = det(inv(a));
      >> a1 * a2
     ans =
         1
```

2.2.2.3　矩阵的数组运算

在进行工程计算时，常常遇到矩阵对应元素之间的运算。这种运算不同于前面讲的数学运算，为有所区别，称之为数组运算，习惯上称为“点运算”。

1. 基本数学运算

数组的加、减与矩阵的加、减运算完全相同。而乘除法运算有相当大的区别，数组的乘除法是指两同维数组对应元素之间的乘除法，它们的运算符为“.*”和“./”或“.\”。前面讲过常数与矩阵的除法运算中常数只能作为除数。在数组运算中有了“对应关系”的规定，数组与常数之间的除法运算没有任何限制。

另外，矩阵的数组运算中还有幂运算(运算符为 .^)、指数运算(exp)、对数运算(log)、和开方运算(sqrt)等。有了“对应元素”的规定，数组的运算实质上就是针对数组内部的每个元素进行的。

例如：

```
>> a = [2  1  -3  -1;3  1  0  7;-1  2  4  -2;1  0  -1  5];
>> a^3
   ans =
        32  -28  -101  34
        99  -12  -151  239
        -1   49   93   8
        51  -17  -98   139
>> a .^3
   ans =
        8   1  -27  -1
        27  1   0    343
        -1  8   64  -8
        1   0  -1    125
```

由上例可见，矩阵的幂运算与数组的幂运算有很大的区别。

2. 逻辑关系运算

逻辑运算是 MATLAB 中数组运算所特有的一种运算形式，也是几乎所有高级语言普遍适用的一种运算，它们的具体符号、功能及用法见表 2-2。

表 2-2　逻辑运算

符号运算符	功　能	函　数　名	符号运算符	功　能	函　数　名
= =	等于	eq	<	小于	lt
~ =	不等于	ne	>	大于	gt



（续）

符号运算符	功　能	函　数　名	符号运算符	功　能	函　数　名
< =	小于等于	le	|	逻辑或	or
> =	大于等于	ge	~	逻辑非	not
&	逻辑与	and			

2.3　MATLAB 图形功能

MATLAB 有很强的图形功能，可以方便地实现数据的视觉化。强大的计算功能与图形功能相结合为 MATLAB 在科学技术和教学方面的应用提供了更加广阔的天地。下面着重介绍二维图形的画法，对三维图形只作简单叙述。

2.3.1　二维图形的绘制

2.3.1.1　基本形式

二维图形的绘制是 MATLAB 语言图形处理的基础，MATLAB 最常用的画二维图形的命令是 plot。例如：以数组 x 的数值为横坐标、数组 y 的数值为纵坐标画出图形。

```
>> x = linspace(0,2 * pi,30);       % 生成一组线性等距的数值
>> y = sin(x);
>> plot(x,y)
```

生成的图形是[0,2π]上 30 个点连成的光滑的正弦曲线如图 2-5 所示。

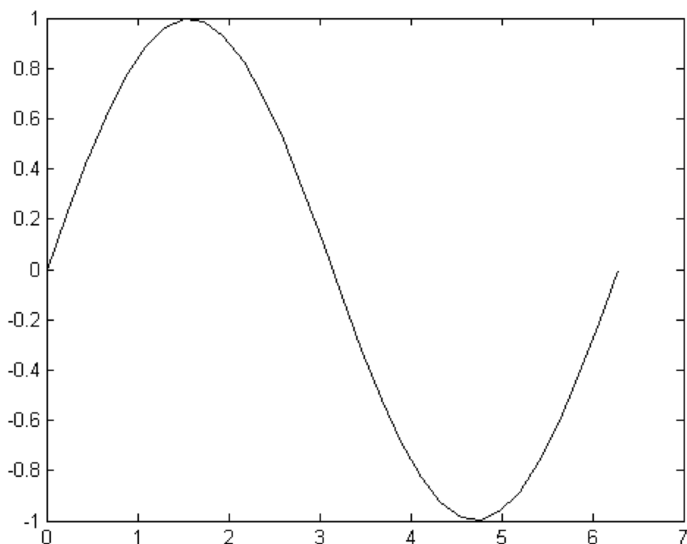


图 2-5　生成的图形

2.3.1.2　多重线

在同一个画面上可以画出许多条曲线，只需多给出几个数组，例如：

```
>> x = 0: pi/15: 2 * pi;
>> y1 = sin(x);
>> y2 = cos(x);
>> plot(x,y1,x,y2)
```

则可以画出图 2-6 所示的叠加图形。多重线的另一种画法是利用 hold 命令。在已经画好的图形上，若设置 hold on，MATLAB 将把新的 plot 命令产生的图形画在原来的图形上。而命令 hold off 将结束这个过程。例如：

```
>> x = linspace(0,2 * pi,30);    y = sin(x);plot(x,y)
```

先画好图 2-5 所示的图形，然后用下述命令增加 cos(x)的图形，也可得到图 2-6 所示的叠加图形。

```
>> hold on
>> z = cos(x);plot(x,z)
>> hold off
```

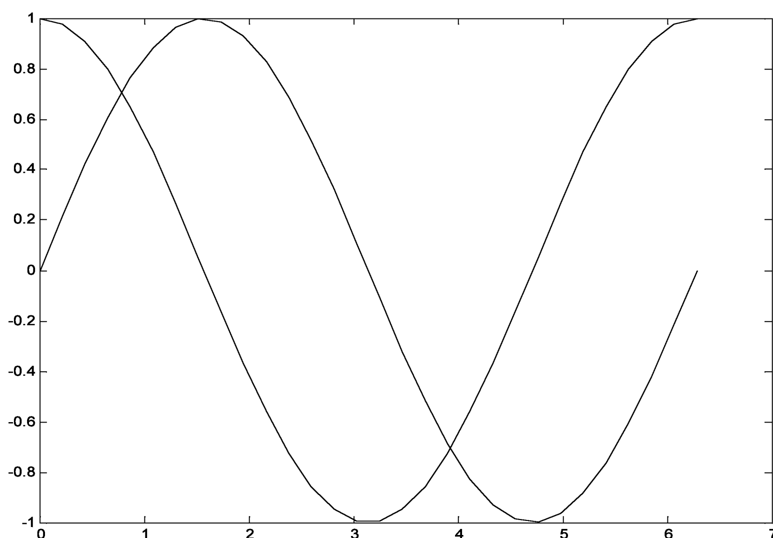


图 2-6　叠加图形

2.3.1.3　线型和颜色

MATLAB 对曲线的线型和颜色有许多选择，标注的方法是在每一对数组后加一个字符串参数，说明如下：

线型　线方式：　-实线　：点线　-. 虚点线　--波折线

线型　点方式：　. 圆点　+加号　* 星号　x　x 形　o 小圆

颜色：y 黄；　r 红；　g 绿；　b 蓝；　w 白；　k 黑；　m 紫；c 青

2.3.1.4　网格和标记

在一个图形上可以加网格、标题、x 轴标记、y 轴标记，用下列的命令可以完成这些工作：



```
>> x = linspace(0,2*pi,30);y = sin(x);z = cos(x);
>> plot(x,y,x,z)
>> grid
>> xlabel('Independent Variable X')
>> ylabel('Dependent Variables Y and Z')
>> title('Sine and Cosine Curves')
```

它们可产生图 2-7 所示的网格和标记。

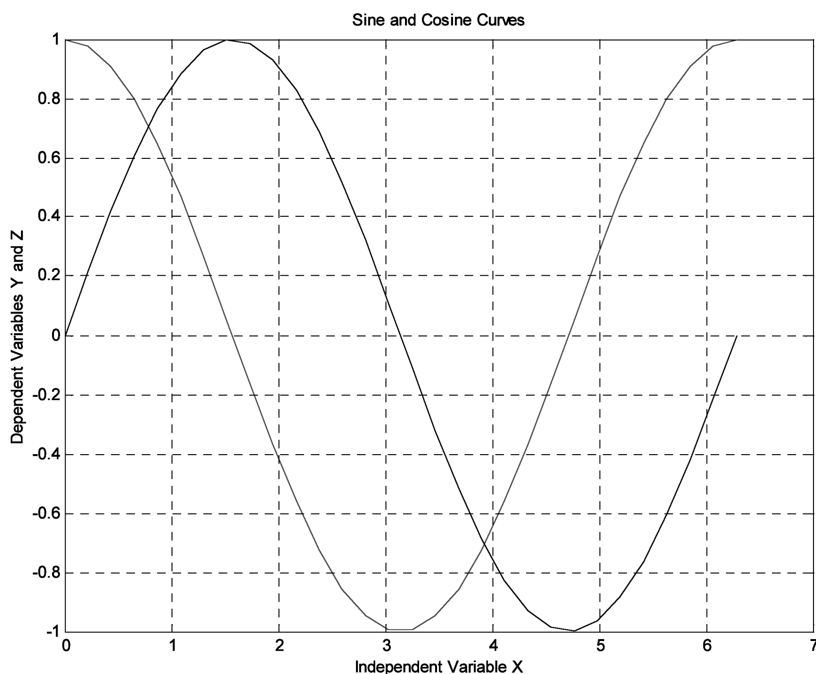


图 2-7　网格和标记

也可以在图形的任何位置加上一个字符串，例如：

```
>> text(2.5,0.7,'sinx')
```

表示在坐标 x =2.5、y =0.7 处加上字符串 sinx。更方便的是，用鼠标来确定字符串的位置，方法是输入命令：

```
>> gtext('sinx')
```

在图形窗口十字线的交点是字符串的位置，用鼠标点一下就可以将字符串放在那里。

2.3.1.5　坐标系的控制

在默认情况下，MATLAB 自动选择图形的横、纵坐标的比例，如果对这个比例不满意，可以用 axis 命令控制，常用的有：

axis([xmin xmax ymin ymax])	[　]中分别给出 x 轴和 y 轴的最大值、最小值
axis equal 或 axis('equal')	x 轴和 y 轴的单位长度相同
axis square 或 axis('square')	图框呈方形
axis off 或 axis('off')	清除坐标刻度

还有 axis auto、axis image、axis xy、axis ij、axis normal、axis on 和 axis(axis)等。

2.3.1.6　多幅图形

用 subplot(m,n,p)命令可以在同一个画面上建立几个坐标系，即把一个画面分成 m×n 个图形区域，p 代表当前的区域号，在每个区域中分别画一个图，例如：

```
>> x = linspace(0,2* pi,30);y = sin(x);z = cos(x);
>> u =2* sin(x).* cos(x);v = sin(x)./cos(x);
>> subplot(2,2,1),plot(x,y),axis([0 2 * pi-1 1]),title('sin(x)')
>> subplot(2,2,2),plot(x,z),axis([0 2 * pi-1 1]),title('cos(x)')
>> subplot(2,2,3),plot(x,u),axis([0 2* pi-1 1]), title('2sin(x)cos(x)')
>> subplot(2,2,4),plot(x,v),axis([0 2* pi-20 20]),title('sin(x)/cos(x)')
```

共得到 4 幅图形，如图 2-8 所示。

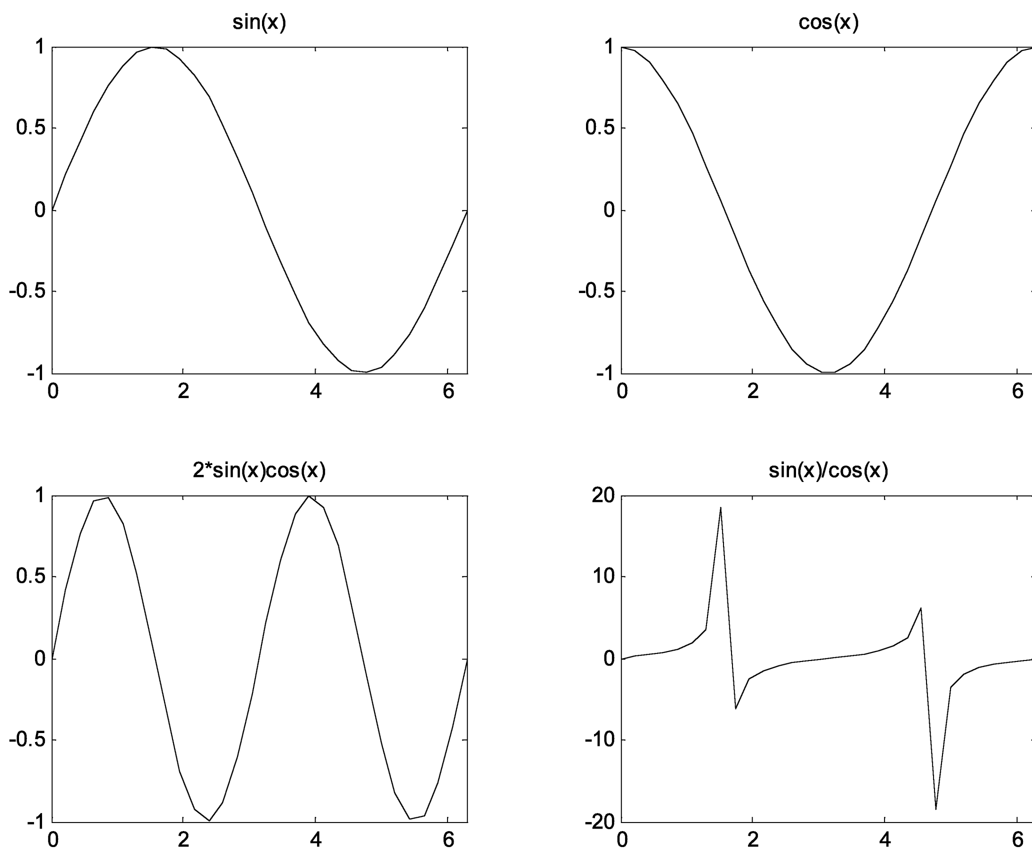


图 2-8　多幅图形

2.3.2　三维图形的绘制

限于篇幅，这里只对几种常用的命令通过例子作简单介绍。

2.3.2.1　带网格的曲面

例如，作曲面 $z=f(x,y)$ 的图形



$$z=\frac{\sin\sqrt{x^2+y^2}}{\sqrt{x^2+y^2}},\quad -7.5\leqslant x\leqslant 7.5,\quad -7.5\leqslant y\leqslant 7.5$$

用以下程序实现：

```
>> x = -7.5:0.5:7.5;
>> y = x;
>> [X,Y] = meshgrid(x,y);          (3 维图形的 X,Y 数组)
>> R = sqrt(X.^2 + Y.^2) + eps;    (加 eps 是防止出现 0/0)
>> Z = sin(R)./R;
>> mesh(X,Y,Z)                     (3 维网格表面)
```

画出的图形如图 2-9 所示。mesh 命令也可以改用 surf 命令，只是图形效果有所不同。

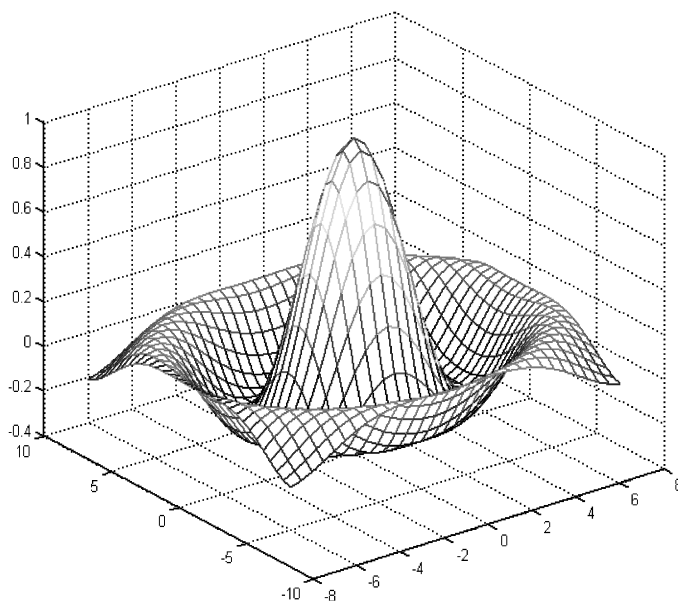


图 2-9　带网格的曲面

2.3.2.2　空间曲线

例如，作螺旋线 $x=\sin t$，$y=\cos t$，$z=t$，用以下程序实现：

```
>> t = 0:pi/50:10*pi;
>> plot3(sin(t),cos(t),t)      (空间曲线作图函数,用法类似于 plot)
```

画出的图形如图 2-10 所示。

2.3.2.3　等高线

用 contour 或 contour3 画曲面的等高线，如图 2-9 所示的曲面，在上面的程序后接 contour(X,Y,Z,10)即可得到 10 条等高线。

2.3.2.4　其他

较有用的是给三维图形指定观察点的 view(azi,ele)命令，其中 azi 是方位角，ele 是仰角。默认时 azi = −37.5°，ele = 30°。



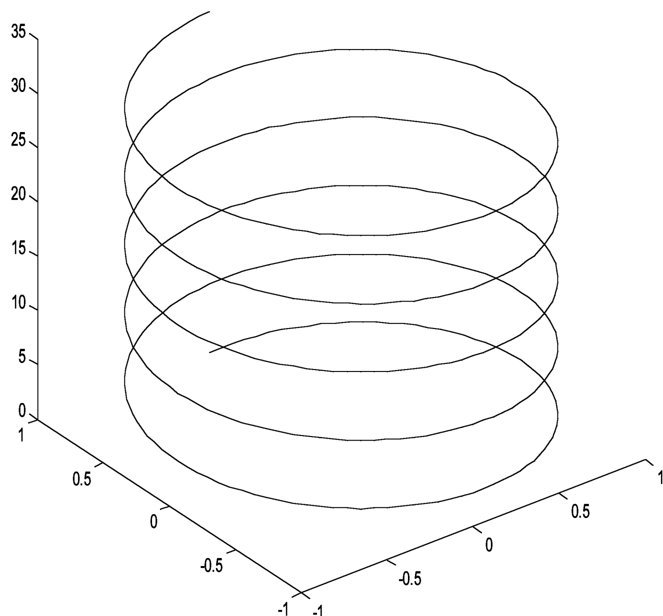


图 2-10　空间曲线

2. 4　程序设计

MATLAB 作为一种高级语言，它不仅可以用一种人机交互式的命令行的方式工作，还可以像 BASIC、FORTRAN、C 语言等其他高级计算机语言一样进行程序设计，即编制一种以 . m 为扩展名的 MATLAB 程序(简称 M 文件)。

2. 4. 1　M 文件

所谓 M 文件就是由 MATLAB 语言编写的可在 MATLAB 语言环境下运行的程序源代码文件。由于商用的 MATLAB 软件是用 C 语言编写而成的，因此 M 文件的语法与 C 语言的十分相似。M 文件可以分为脚本(Script)文件和函数(Function)文件两种。M 文件不仅可以在 MATLAB 的程序编辑器中编写，也可以在其他的文本编辑器中编写，并以“m”为扩展名加以存储。

MATLAB 语言的函数文件包含如下 5 个部分：

1）函数题头：指函数的定义行，是函数语句的第一行，在该行中将定义函数名、输入变量列表及输出变量列表等。

2）HI 行：指函数帮助文本的第一行，为该函数文件的帮助主题，当使用 lookfor 命令时，可以查看到该行信息。

3）帮助信息：这部分提供了函数完整的帮助信息，包括 HI 之后至第一个可执行行或空行为止的所有注释语句。通过 MATLAB 语言的帮助系统查看函数的帮助信息时，将显示该部分。

4）函数体：指函数代码段，也是函数的主体部分。

5）注释部分：指对函数体中各语句的解释和说明文本，注释语句是以% 引导的。



2.4.2 流程控制语句

如其他的程序设计语言一样，MATLAB 语言也给出了丰富的流程控制语句，以实现具体的程序设计。在命令窗口中的操作虽然可以实现人机交互，但是所能实现的功能却相对简单。虽然也可以在命令窗口中使用流程控制语句，但是由于命令窗口中交互式的执行方式，使用得这样的操作极为不方便。而在 M 文件中，通过对流程控制语句的组合使用，可以实现多种复杂功能。MATLAB 语言的流程控制语句主要有 if-else-end 、switch-case、for 及 while 4 种语句。

2.4.2.1 if-else-end 语句

条件判断语句也是程序设计语言中的流程控制语句之一。使用该语句可以选择执行指定的命令，MATLAB 语言中的条件判断语句是 if-else-end 语句。if-else-end 语句的一般形式为：

```
if〈逻辑判断语句〉
    逻辑值为“真”时执行的语句
else
    逻辑值为“假”时执行的语句
end
```

当逻辑判断表达式为“真”时，将执行 if 与 else 语句间的命令，否则将执行 else 与 end 语句间的命令。

在 MATLAB 语言的 if-else-end 语句中的 else 子句是可选项，即语句中可以不包括 else 子句的条件判断。在程序设计中，也经常碰到需要进行多重逻辑选择的问题，这时可以采用 if-else-end 语句的嵌套形式，即

```
if〈逻辑判断语句 1〉
    逻辑值 1 为“真”时的执行语句
elseif〈逻辑判断语句 2〉
    逻辑值 2“真”时的执行语句
elseif〈逻辑判断语句 3〉
    …
else
    当以上所有的逻辑值均为假时的执行语句
end
```

在以上各层次的逻辑判断中，若其中任意一层逻辑判断为真，则将执行对应的执行语句，并跳出该条件判断语句，其后的逻辑判断语句均不进行检查。

2.4.2.2 switch-case 语句

if-else-end 语句所对应的是多重判断选择，而有时也会遇到多分支判断选择的问题。MATLAB 语言为解决多分支判断选择提供了 switch-case 语句。

switch-case 语句的一般表达形式为

```
switch〈选择判断量〉
    Case    选择判断值 1
            选择判断语句 1
```

```
        case      选择判断值 2
                  选择判断语句 2
        …
    otherwise
        判断执行语句
    end
```

与其他程序设计语言的 switch-case 语句不同的是，在 MATLAB 语言中，当其中一个 case 语句后的条件为真时，switch-case 语句不对其后的 case 语句进行判断。也就是说在 MATLAB 语言中，即使有多条 case 判断语句为真，也只执行所遇到的第一条为真的语句。这样就不必像 C 语言那样，在每条 case 语句后加上 break 语句以防止继续执行后面为真的 case 条件语句。

2.4.2.3　for 语句

for 循环语句是流程控制语句中的基础语句，使用该循环语句可以以指定的次数重复执行循环体内的语句。

for 循环语句的调用形式为

```
    for 循环控制变量 =〈循环次数设定〉
        循环体
      end
 例如：
        for i = 1:2:12
            s = s + i;
      end
```

在上例中，循环次数由数组 1:2:12 决定，设定循环次数的数组可以是已定义的数组，也可以在 for 循环语句中定义，此时定义的格式为

```
    〈初始值〉:〈步长〉:〈终值〉
```

初始值为循环变量的初始设定值，每执行循环体一次，循环控制变量将增加步长大小一次，直至循环控制变量的值大于终值时循环结束，这里步长是可以为负的。在 for 循环语句中，循环体内不能出现对循环控制变量的重新设置，否则将会出错，for 循环允许嵌套使用。

2.4.2.4　while 语句

while 循环语句与 for 循环语句不同的是，前者是以条件的满足与否来判断循环是否结束的，而后者则是以执行次数是否达到指定值为判断的。

while 循环语句的一般形式为

```
    while〈循环判断的语句〉
         循环体
         end
```

其中循环判断语句为某种形式的逻辑判断表达式，当该表达式的值为真时，就执行循环体内的语句；当表达式的逻辑值为假时，就退出当前的循环体。如果循环判断语句为矩阵，当且仅当所有的矩阵元素非零时，逻辑表达式的值为真。



2.5　Simulink 仿真基础

作为 MATLAB 的重要组成部分，Simulink 具有相对独立的功能和使用方法，它是对基于信号流图的动态系统进行仿真、建模和分析的软件包，它不但支持连续、线性系统的仿真，而且也支持离散、非线性系统的仿真。Simulink 提供了对系统信号流图进行组态的仿真平台，通过 Simulink 模块库建立系统的仿真模型，可直观、方便地对系统进行动态仿真。Simulink 是由 Math works 软件公司在 1990 年为 MATLAB 提供的新的控制系统模型图形输入仿真工具。它具有两个显著功能：Simu(仿真)与 Link(连接)，亦即可以利用鼠标在模型窗口上“画”出所需的控制系统模型，然后利用 Simulink 提供的功能来对系统进行仿真或线性化分析。与 MATLAB 中逐行输入命令相比，这样输入更容易，分析更直观。

2.5.1　Simulink 的基本操作

1. 运行 Simulink

运行 Simulink 有 3 种方式：

1）在 MATLAB 的命令窗口直接键入“Simulink”并回车；

2）单击 MATLAB 工具条上的 Simulink 图标；

3）在 MATLAB 菜单上选 File→New→Model。

运行后会显示如图 2-11 所示的 Simulink 模块库浏览器，单击工具条左边建立新模型的快捷方式，则显示如图 2-12 所示的新建模型窗口，在模型窗口中用户可通过选择模块库中的仿真模块，建立自己的仿真模型，并进行动态仿真。

2. 常用的标准模块

打开 Simulink 模块库(见图 2-13)窗口的方法非常简单，以连续系统模块库(Continuous)为例，在 Simulink 模块库浏览窗口中选中 Simulink，然后单击鼠标右键，这时会在鼠标指针的位置弹出一行上下文菜单，用鼠标左键单击 open the ‘simulink’ library 项，出现如图 2-13 所示的 Simulink 基本库窗口，并选择 Continuous 模块库的图标双击即可进入如图 2-14 所示的连续系统模块库，并选择相应的模块图标拖至编辑窗口。

3. 模块的操作

(1) 模块的选取

当选取单个模块时，只要用鼠标在模块上单击即可，此时模块的角上出现黑色小方块。选取多个模块时，选取拖拽鼠标的方式把要选择的模块全部包围即可。若所有被选取的模块都出现小黑方块，则表示模块已被选中。

(2) 模块的复制、剪切、删除、移动

应用 Edit→copy/cut/paste/clear 可对选取的模块进行复制、剪切、粘贴、删除操作，如果要在同一窗口移动模块，则在模块选中的基础上，用鼠标进行拖拽并放在合适的位置。

(3) 模块的连接

1）连接两个模块：从一个模块的输出端连到另一个模块的输入端。如果两个模块不在同一水平线上，连线是折线，若用斜线表示则需在连接时按住【Shift】键。

2）在连线之间插入：把模块用鼠标拖到连线上，然后释放鼠标即可。

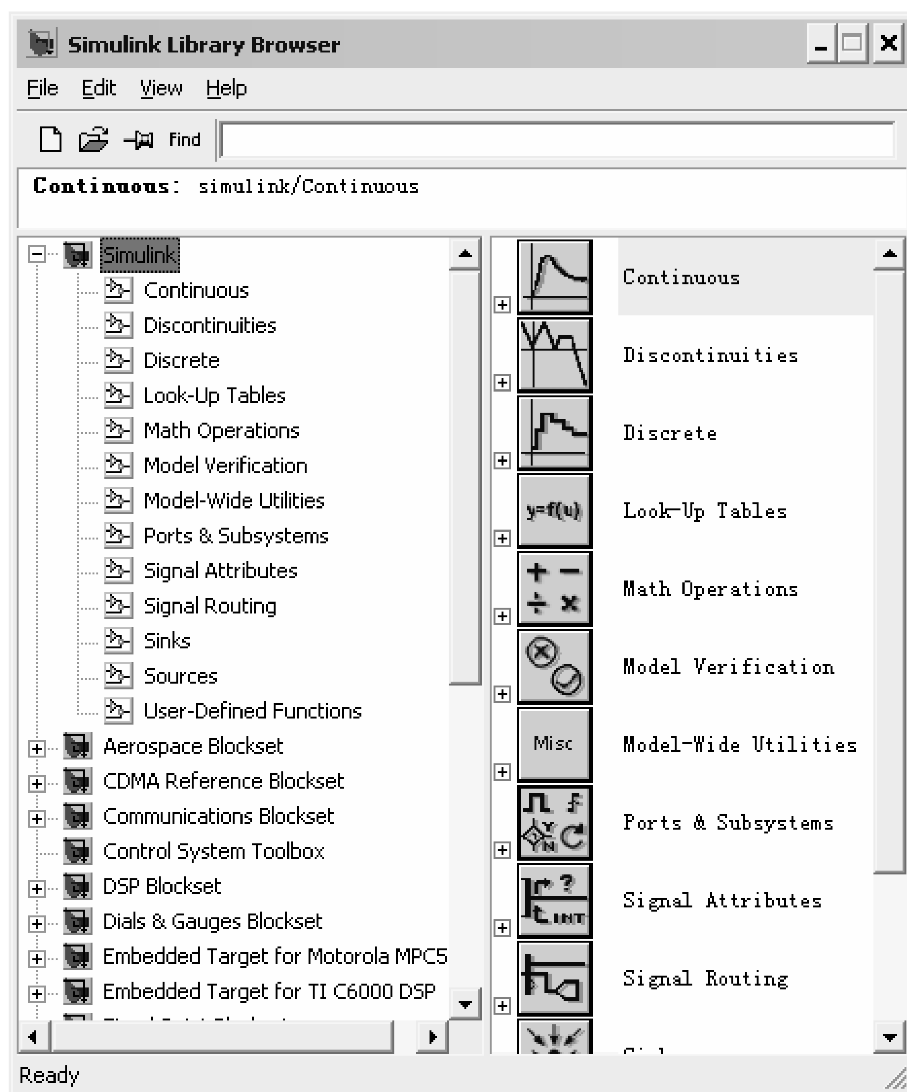


图 2-11　Simulink 模块库浏览器

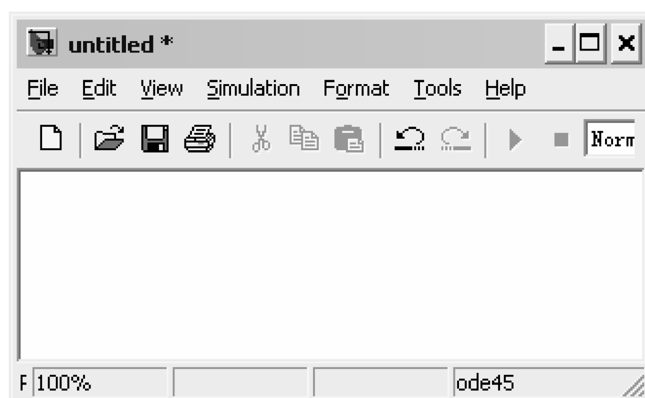


图 2-12　新建模型窗口



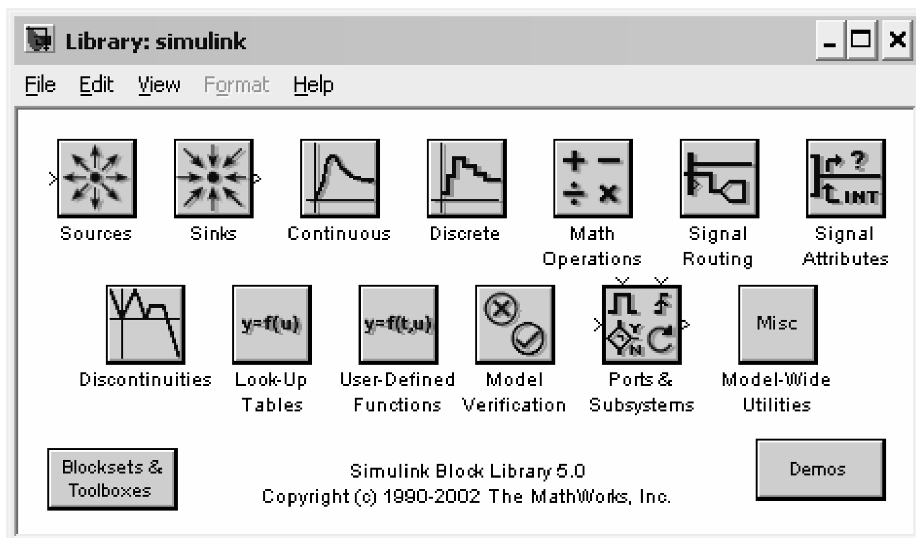


图 2-13　Simulink 模块库窗口

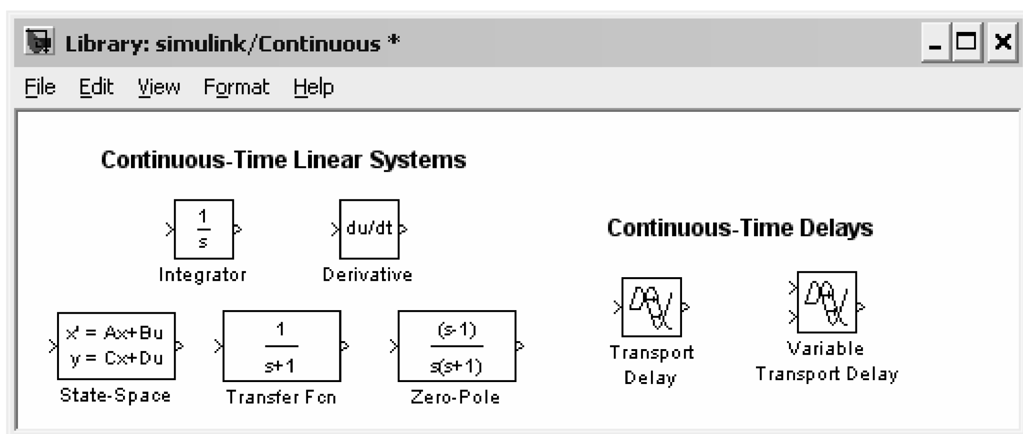


图 2-14　Continuous 模块库

3）连线的分支：当需要把一个信号输送给不同的模块时，连线要采用分支结构，其操作步骤是，先连好一条线，把鼠标移到支线的起点，并按下【Ctrl】键，再将鼠标拖至目标模块的输入端即可。

（4）模块参数的设置

Simulink 中几乎所有模块的参数(Parameters)都允许用户进行设置，只要双击要设置的模块或在模块上按鼠标右键并在弹出的菜单中选择 Block Parameters 就会显示参数设置对话框。

例如：已知单位负反馈二阶系统的开环传递函数为

$$G(s) = \frac{10}{s^2 + 4.47s}$$

绘制单位阶跃响应的结构图。



1）利用 Simulink 的 Library 窗口中的 File→New，打开一个新的工作空间；

2）分别从信号源库(Sourse)、输出方式库(Sink)、数学运算库(Math)、连续系统库(Continuous)中，用鼠标把阶跃信号发生器(Step)、示波器(Scope)、传递函数(Transfer Fcn)、相加器(Sum)四个标准功能模块选中，并将其拖至工作平台；

3）按要求先将前向通道连接好，然后把相加器(Sum)的另一个端口与传递函数和示波器间的线段相连，形成反馈；

4）双击阶跃信号发生器，打开其属性设置对话框，并将其设置为单位阶跃信号，将相加器设置为“+ -”，使传递函数的 numerator 设置为“[10]”，Denominator 设置为“[1　2.1　0]”，如图 2-15 所示，命名后存盘

（5）模块外形的调整

1）改变模块的大小：选定模块，用鼠标点住其周围的四个黑方块中的任意一个拖动，这时会出现一个虚线的矩形表示新模块的位置，到需要的位置后释放鼠标即可。

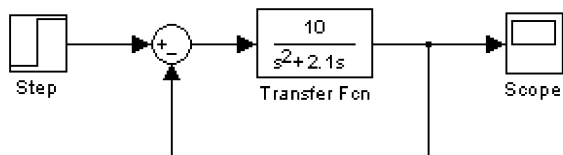


图 2-15　二阶系统 Simulink 结构图

2）调整模块的方向：选定模块，选择菜单 Format→Rotate Block 使模块旋转 90°，Flip Block 使模块旋转 180°。

3）给模块加阴影：选择菜单 Format→Show Drop Shadow 使模块产生阴影效果。

（6）模块名的处理

1）模块名的显示与消隐：选定模块，选择菜单 Format→Filp Name 使模块名被隐藏，同时 Show Name 会使隐藏的模块名显示出来。

2）修改模块名：用鼠标左键单击模块名的区域，使光标处于编辑状态，此时便可对模块名进行任意的修改。同时选定模块，选择菜单 Format→Font 可弹出字体对话框，用户可对模块名和模块图标中的字体进行设置。

2.5.2　系统仿真及参数设置

在 Simulink 中建立起系统模型框图后，运行菜单 Simulation→Start 就可以用 Simulink 对模型进行动态仿真了。一般在仿真运行前需要对仿真参数进行设置，运行菜单 Simulation→Parameters 完成设置，如图 2-16 所示。

1. 算法设置(Solver)

在 Solver 里需要设置仿真起始和终止时间、选择合适的解法(Solver)，并指定参数、设置一些输出选择。

（1）设置起始时间和终止时间(Simulation time)

选择菜单 Simulation→Start time 设置起始时间，而选择菜单 Stop time 设置终止时间，单位为“s”。

（2）算法设置(Solver options)

1）算法类型设置：仿真的主要过程一般是求解常微分方程组，选择菜单 Solver options→Type 用来选择仿真算法的类型是变化的还是固定的。

变步长解法可以在仿真过程中根据要求调整运算步长，在采用变步长解法时，应该先指



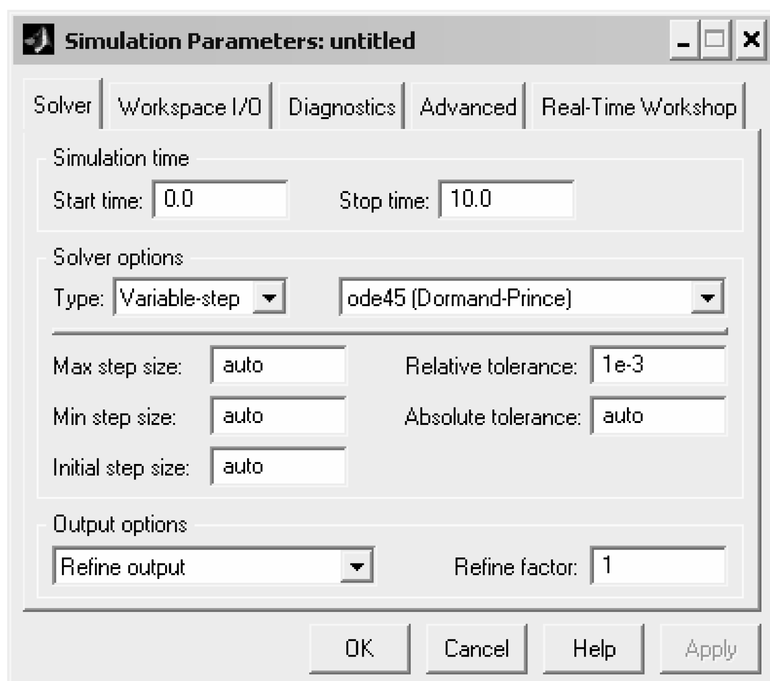


图 2-16　Solver 设置

定一个容许误差限(Relative tolerance 或 Absolute tolerance)，使得当误差超过误差限时自动修正仿真步长。Max step size 用于设置最大步长，在默认情况下为“auto”，并按下式计算最大步长：

$$最大步长 = (终止时间 - 起始时间)/50$$

选取定步长解法时，通过选择菜单 Mode→MultiTasking、SingTasking 和 auto 来选择模型类型，其中多任务模型指模型中的有些模块具有不同的采样速率，并对模块间的采样速率传递进行检测。单一任务模型的各个模块采样速率是相同的，不检测采样速率的传递，auto 则根据模型中模块的采样速率是否相同决定采用单一任务模型还是多任务模型。

2）仿真算法设置：

① 离散模型：对变步长和定步长解法均采用 discrete(no continuous state)。

② 连续模型：变步长解法有 ode45、ode23、ode113、ode15s、ode23s 5 种，但 ode45 和 ode23 较为常用。

ode45：四阶/五阶 Runge-Kutta(龙格-库塔)算法，属单步解法；

ode23：二阶/三阶 Runge-Kutta 算法，属单步解法。

定步长解法有 ode4、ode5、ode3、ode2、ode1 5 种。

ode5：定步长的 ode45 解法；

ode4：四阶 Runge-Kutta 算法；

ode3：定步长 ode23 算法；

ode2：Henu 方法，即改进的欧拉法；

ode1：欧拉法。



在 Simulink 中系统默认采用变步长的四阶/五阶龙格-库塔积分法，即 ode45( ) 函数进行仿真，若采用其他算法可在算法设置中进行选择。

(3) 设置输出选项

对同样的信号，选择不同的输出选项，则得到输出设备上的信号是不完全一样的。要根据需要选择合适的输出选项以达到满意的输出效果。

对于上例的二阶系统，首先运行菜单 Simulation→Parameters，进行系统的仿真参数设置，如仿真时间为 2s，仿真算法选择定步长的四阶 Runge-Kutta 算法，然后运行菜单 Simulation→Start 进行系统仿真，最后双击示波器，得到系统的仿真曲线如图 2-17 所示。

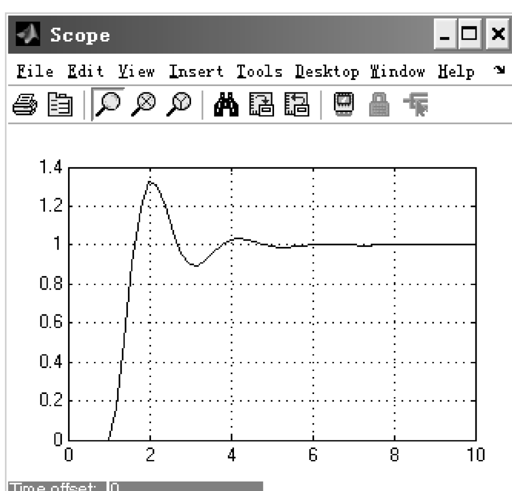


图 2-17　二阶系统的仿真曲线

2. 工作空间设置(Workspace I/O)

工作空间设置窗口如图 2-18 所示，可以设置 Simulink 和当前工作空间的数据输入、输出。通过设置，可以从工作空间输入数据、初始化状态模块，也可以把仿真结果、状态变量、时间数据保存到当前工作空间。

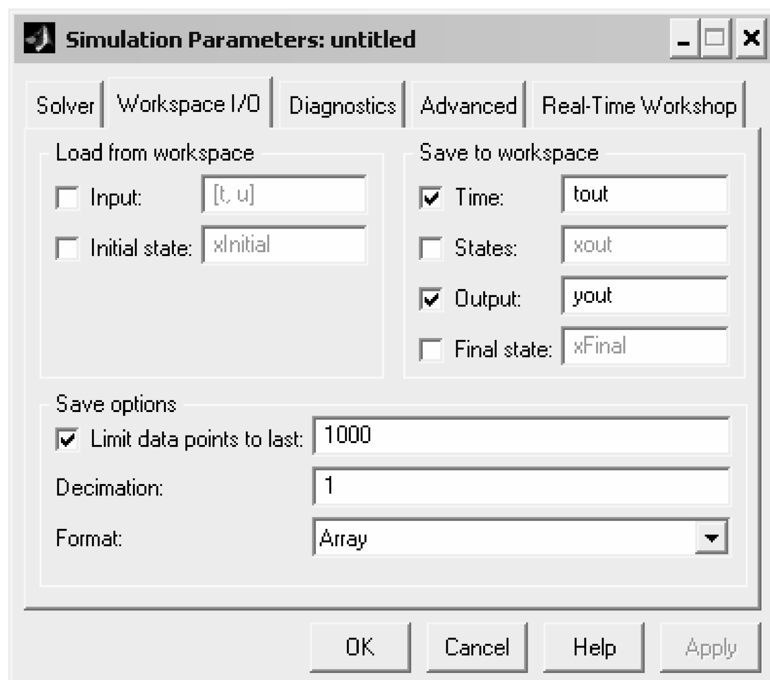


图 2-18　设置 Workspace I/O

(1) 从工作空间读入数据(Load from workspace)

Simulink 通过设置模型的输入端口，实现在仿真过程中从工作空间读入数据，常用的输



入端口模块为信号与系统模块库(Signals & Systems)中的 In1 模块。设置的方法是选中 input 前的复选框，并在后面的编辑框键入输入数据的变量名，并可以用命令窗口或 M 文件编辑器输入数据。Simulink 根据输入端口参数中设置的采样时间读取输入数据。

（2）保存数据到工作空间(Save to workspace)

可以选择保存的选项有时间、端口输出、状态、最终状态。选中选项前面的复选框并在选项后面的编辑框输入变量名，就会把相应的数据保存到指定的变量中。常用的输出模块为信号与系统模块库(Signals & Systems)中的 Out1 模块和输出方式库(Sink)中的 To Workspace 模块。

（3）初始化状态模块

状态模块初始化的方法有两种：使用模块本身的参数设置和从工作空间读入。用于初始化变量中的元素个数要和状态模块数目一致，而且当从工作空间载入数据时，模块本身的参数设置初始值无效。

2.5.3 Simulink 的基本模块

Simulink 的基本模块包括输入信号源模块库、接收模块库、连续系统模块库、离散系统模块库等模块库。

1. 输入信号源模块库(Sources)

输入信号源模块是用来向模型提供输入信号，常用的输入信号源模块见表 2-3。

表 2-3 常用的输入信号源模块表

名称	模块形状	功能说明
Constant	1 Constant	恒值常数，可设置数值
Step	Step	阶跃信号
Ramp	Ramp	线性增加或减小的信号
Sine Wave	Sine Wave	正弦波输出
Signal Generator	Signal Generator	信号发生器，可以产生正弦、方波、锯齿波和随机波信号
From File	untitled.mat From File	从文件获取数据
From Workspace	simin From Workspace	从当前工作空间定义的矩阵读数据
Clock	Clock	仿真时钟，输出每个仿真步点的时间
In	1 In1	输入模块

2. 接收模块库(Sinks)

接收模块是用来接收模块信号的，常用的接收模块见表 2-4。

表 2-4 常用的接收模块表

名称	模块形状	功能说明
Scope	Scope	示波器，显示实时信号



（续）

名称	模块形状	功 能 说 明
Display	Display	实时数值显示
XY Graph	XY Graph	显示 X-Y 两个信号的关系图
To File	untitled.mat To File	把数据保存为文件
To Workspace	simout To Workspace	把数据写成矩阵输出到工作空间
Stop Simulation	STOP Stop Simulation	输入不为零时终止仿真，常与关系模块配合使用
Out	1 Out1	输出模块

3. 连续系统模块库(Continuous)

连续系统模块是构成连续系统的环节，常用的连续系统模块见表 2-5。

表 2-5　常用的连续系统模块表

名称	模块形状	功 能 说 明
Integrator	$\frac{1}{s}$ Integrator	积分环节
Derivative	du/dt Derivative	微分环节
State-Space	$\dot{x}$ = Ax+Bu y = Cx+Du State-Space	状态方程模型
Transfer Fcn	$\frac{1}{s+1}$ Transfer Fcn	传递函数模型
Zero-Pole	$\frac{(s-1)}{s(s+1)}$ Zero-Pole	零—极点增益模型
Transport Delay	Transport Delay	把输入信号按给定的时间进行延时

4. 离散系统模块库(Discrete)

离散系统模块是用来构成离散系统环节的，常用的离散系统模块见表 2-6。

表 2-6　常用的离散系统模块表

名称	模块形状	功 能 说 明
Discrete Transfer Fcn	$\frac{1}{z+0.5}$ Discrete Transfer Fcn	离散传递函数模型
Discrete Zero-Pole	$\frac{(z-1)}{z(z-0.5)}$ Discrete Zero-Pole	离散零-极点增益模型
Discrete State-Space	Discrete State-Space	离散状态方程模型
Discrete Filter	$\frac{1}{1+0.5z^{-1}}$ Discrete Filter	离散滤波器
Zero-Order Hold	Zero-Order Hold	零阶保持器
First-Order Hold	First-Order Hold	一阶保持器
Unit Delay	$\frac{1}{z}$ Unit Delay	采样保持，延迟一个周期



2.6 Simulink 仿真举例

例 1：建立连续系统的仿真模型。

方法一：

输入信号源使用阶跃信号，系统使用开环传递函数 $2/(s^2+0.9s)$，接收模块使用示波器来构成模型。

1）在“Sources”模块库选择“Step”模块，在“Continuous”模块库选择“Transfer Fcn”模块，在“Math Operations”模块库选择“Sum”模块，在“Sinks”模块库选择“Scope”模块。

2）连接各模块，从信号线引出分支点，构成闭环系统。

3）设置模块参数，打开“Sum”模块参数设置对话框，如图 2-19 所示。将“Icon shape”设置为“rectangular”，将“List of signs”设置为“| + −”，其中“|”表示上面的入口为空。

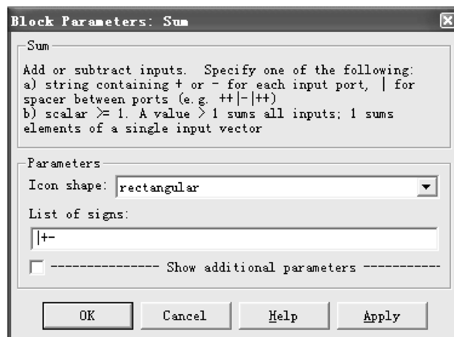


图 2-19　“Sum”模块参数设置

4）“Transfer Fcn”模块的参数设置对话框中，将传递函数的 numerator 设置为“[2]”，将分母多项式“Denominator”设置为“[1　0.9　0]”。

5）“Step”模块的参数设置对话框中，将“Step time”修改为 0，得到的模型如图 2-20 所示。

6）仿真并分析。单击工具栏的“Start simulation”按钮，开始仿真，在示波器上就显示出阶跃响应。

在 Simulink 模型窗口，选择菜单“Simulation”→“Simulation parameters…”命令，在“Solver”页将“Stop time”设置为 10，然后单击“Start simulation”按钮，示波器显示的就到 10s 结束。仿真结果如图 2-21 所示。

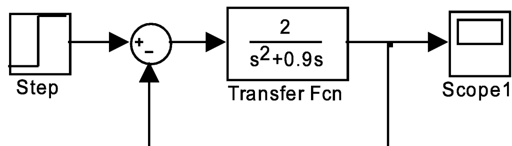


图 2-20　二阶系统模型

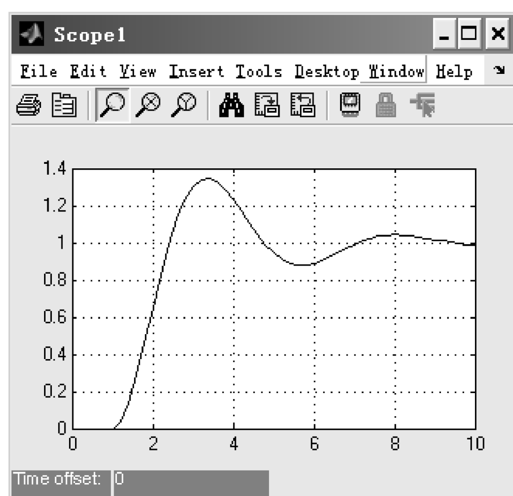


图 2-21　示波器显示

方法二：

1）系统使用积分模块(Integrator)和零极点模块(Zero-Pole)串联，反馈使用“Math Operations”模块库中的“Gain”模块构成反馈环的增益为 -1。

2）连接模块，由于“Gain”模块在反馈环中，因此需要使用“Flip Block”翻转该模块。

3）设置模块参数，将“Zero-Pole”模块参数对话框中的“Zeros”栏改为“[ ]”，将“Poles”栏改为[-0. 6]。

4）将“Gain”模块的“Gain”参数改为 -1，得到的模型如图 2-22 所示。

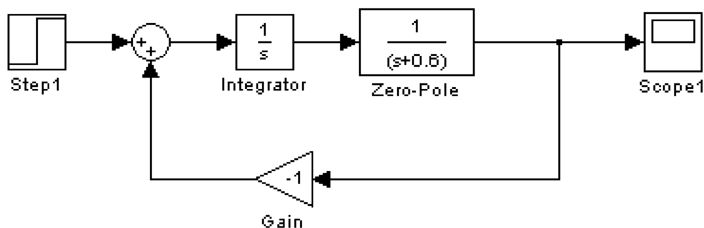


图 2-22　二阶系统模型

如果将示波器换成“Sinks”模块库中的“Out”模块 1 Out1；然后在仿真参数设置对话框的“Workspace I/O”页(工作空间输入输出)，将“Time”和“Output”栏勾选，并分别设置保存工作空间的时间量和输出变量为“tout”和“yout”。仿真后在工作空间就可以使用这两个变量用 plot 函数来绘制曲线，显示在 Figer 窗口，如图 2-23 所示。

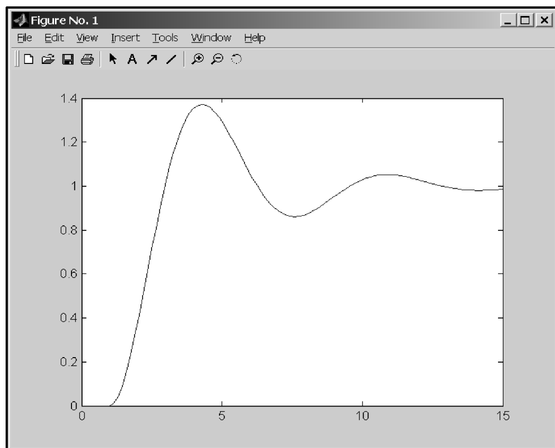


图 2-23　plot 绘制的时域响应波形

例 2：离散系统的仿真举例。

控制部分为离散环节，被控对象为一个二阶连续环节，其中一个有反馈环，反馈环引入了零阶保持器，输入为阶跃信号。

创建模型并仿真：

1）选择一个“Step”模块，选择两个“Transfer Fcn”模块，选择两个“Sum”模块，选择两个“Scope”模块，选择一个“Gain”模块，在“Discrete”模块库选择一个“Discrete Filter”模块和一个“Zero-Order Hold”模块。

2）连接模块，将反馈环的“Gain”模块和“Zero-Order Hold”模块翻转。

3）设置参数，“Discrete Filter”和“Zero-Order Hold”模块的“Sample time”都设置为 0. 1s。

4）添加文本注释，系统框图如图 2-24 所示。

5）开始仿真，在 Simulink 模型窗口，选择菜单“Simulation”→“Simulation parameters”，



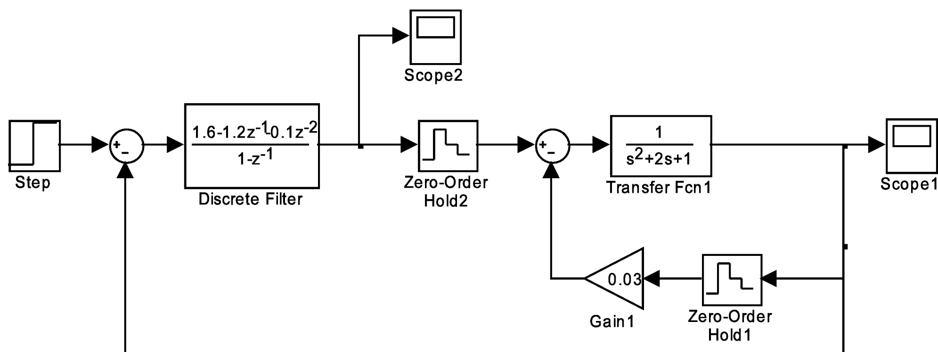


图 2-24　离散系统模型

将“Max step size”设置为 0.05s，两个示波器“Scope2”和“Scope1”的显示结果如图 2-25 所示。

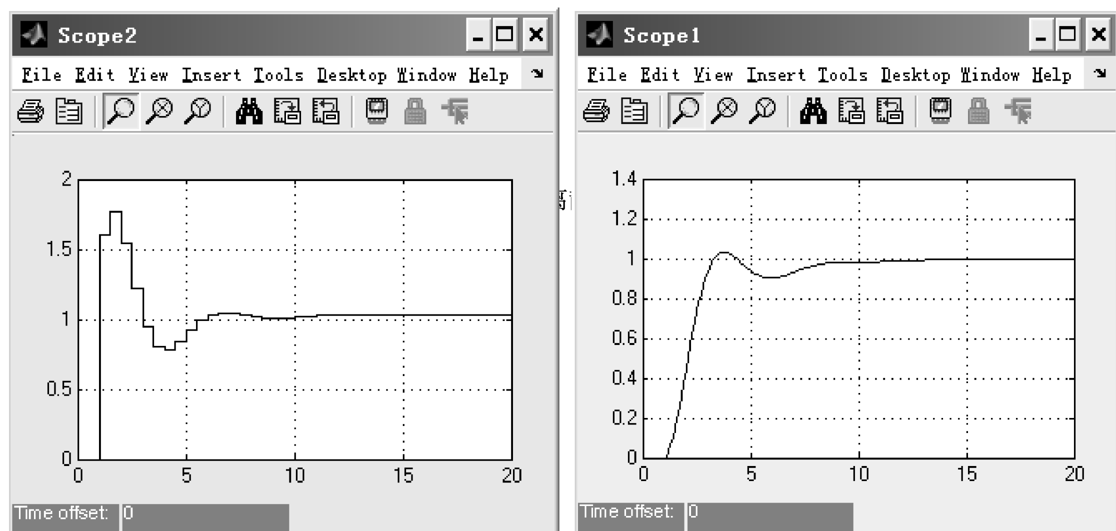


图 2-25　离散系统仿真结果图

例 3：连续系统 PID 控制系统 Simulink 仿真。

连续系统的 PID 控制模型如图 2-26 所示，系统对连续系统进行 PID 调节并加扰动信号，示波器 Scope 分别显示调节结果和阶跃信号及扰动信号，而示波器 Scope1 将 3 个信号在同一个窗口叠加显示出来。

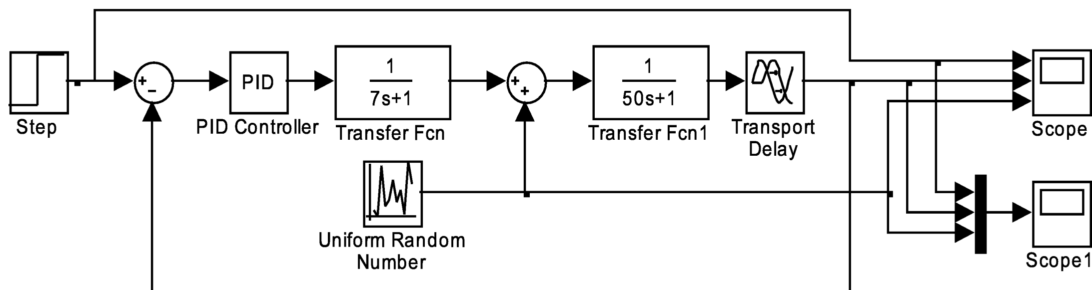


图 2-26　PID 控制系统模型

在“Sources”模块库选择“Step”模块和“Uniform Random Number”模块，在“Continuous”模块库选择“Transfer Fcn”模块和“Transport Delay”模块，在“Math Operations”模块库选择“Sum”模块，在“Sinks”模块库选择“Scope”模块。展开“Simulink Exfras”模块库，在“Additional Linear”库里面可以选择“PID”模块，连接各模块，构成 PID 控制系统。

单击工具栏的“Start simulation”按钮，开始仿真，在示波器上就显示出调节结果。示波器 Scope 显示结果如图 2-27 所示。

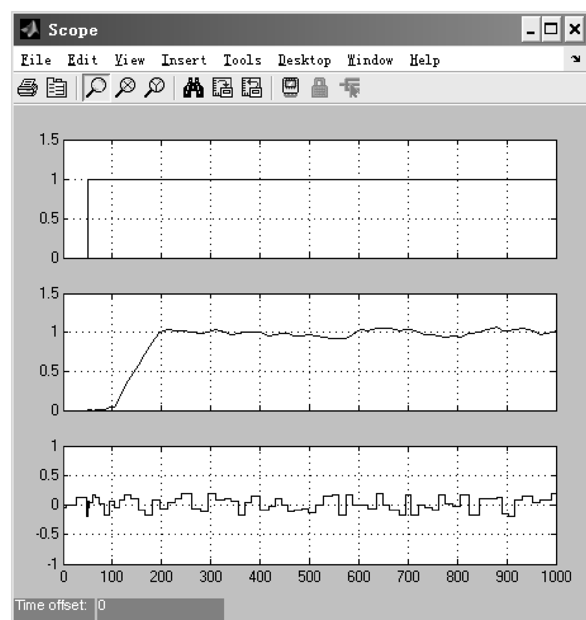


图 2-27　示波器 Scope 显示结果

经叠加后的显示结果如图 2-28 所示。

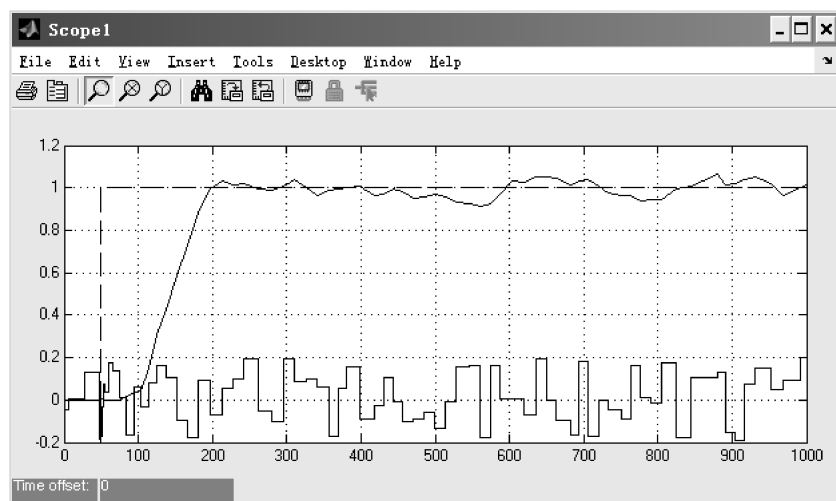


图 2-28　示波器 Scope1 显示结果

第3章 PID控制器

3

3.1 概述

比例、积分、微分控制简称PID(Propotional-Integrate-Differential)控制，它是工业生产过程中最常用的控制算法，在工业生产过程控制中，PID控制占85%～90%，随着科学技术的发展，特别是计算机的发展，许多先进的PID控制涌现出来得到了广泛的应用。PID控制具有如下的特点：

1）原理简单，易被人们熟悉和掌握。PID控制由比例、积分、微分三个典型环节组合而成，原理简单，易于理解和掌握，其参数的物理涵义也比较明确。

2）应用范围最广，适应性强。PID控制广泛适用于化工、冶金、石油、热工等工业生产中。

3）控制效果好，鲁棒性强。恰当整定PID控制器参数，可使控制系统达到较好的控制效果，且PID控制对被控对象特性的变化不太灵敏。

PID控制分为模拟式PID控制和数字式PID控制。模拟式PID控制是以模拟的连续控制为基础的，理想的模拟式PID控制算法为

$$u(t) = K_P\left[e(t) + \frac{1}{T_I}\int_0^t e(t)\mathrm{d}t + T_D\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}\right] \tag{3-1}$$

式中 K_P——比例放大系数；

T_I——积分时间常数；

T_D——微分时间常数。

另外，$e(t)=r(t)-y(t)$为系统输入和输出在t时刻的偏差值。

理想PID控制器的传递函数为

$$G(s)=\frac{U(s)}{E(s)}=K_P\left[1+\frac{1}{T_Is}+T_Ds\right] \tag{3-2}$$

P作用的输出与偏差成比例，称为比例控制作用；I作用的输出与偏差的积分成比例，称为积分控制作用；D作用的输出与偏差的微分成比例，称为微分控制作用。

由于纯微分环节物理上无法实现，实际中应用的模拟PID控制器传递函数为带有惯性的PID控制器，即

$$G(s)=\frac{U(s)}{E(s)}=K_P\left[1+\frac{1}{T_Is}+\frac{T_Ds+1}{\frac{T_D}{K_D}s+1}\right] \tag{3-3}$$



式中 K_D——微分增益。

3.2 比例调节器

3.2.1 比例调节和比例带

在比例(P)调节中，调节器的输出信号 $u(t)$ 与偏差信号 $e(t)$ 成比例，即

$$u(t)=K_Pe(t)+u_0$$
$$\Delta u=K_P\Delta e \tag{3-4}$$

式中，$e(t)$ 既是增量，又是实际值，比例控制器的传递函数为

$$G(s)=\frac{U(s)}{E(s)}=K_P \tag{3-5}$$

1）比例控制输出与偏差之间在一定范围内保持比例关系。K_P 越大，保持比例关系的范围越小，图 3-1 说明了偏差与输出之间保持线性关系的范围。

偏差在 $-50\%\sim50\%$ 范围变化时，若 $K_P=1$，则比例控制器输出 $u(t)$ 变化在 $0\sim100\%$ 范围内，并与输入 $e(t)$ 之间保持线性关系；当 $K_P>1$ 时，控制器输出 $u(t)$ 与输入 $e(t)$ 之间的线性关系在 $-50\%/K_P\sim50\%/K_P$ 范围内满足；当超出该范围时，控制器输出饱和。因此，比例控制具有一定的应用范围。从局部范围看，比例控制的输出与偏差是线性关系；从整体看，比例控制的输出与偏差是非线性关系。

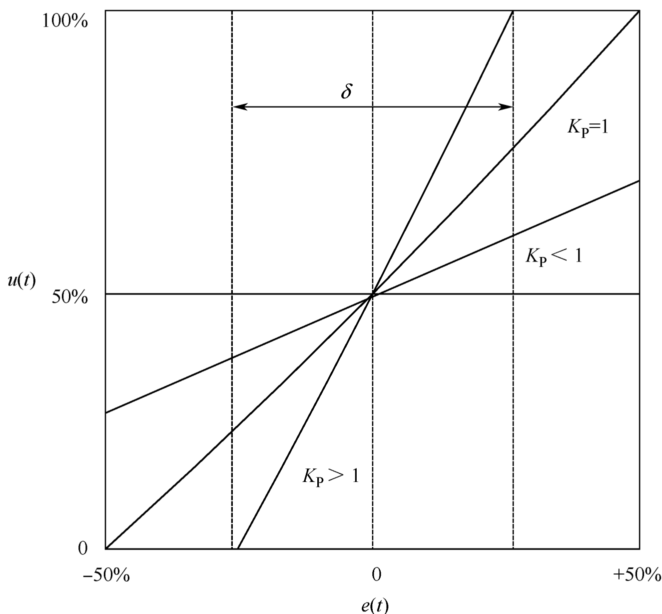


图 3-1 比例控制输出与偏差的关系

2）比例度(比例带)。比例度表示比例控制输出与偏差成线性关系的比例控制器输入(偏差)的范围。因此，比例度又称比例带。定义比例度 δ 为

$$\delta=\frac{\dfrac{e}{|e_{max}-e_{min}|}}{\dfrac{u}{|u_{max}-u_{min}|}}\times100\% \tag{3-6}$$

当 $u(t)$ 和 $e(t)$ 均无量纲时(采用计算机控制)，则

$$|e_{max}-e_{min}|=|u_{max}-u_{min}|$$
$$\delta=\frac{e}{u}\times100\%=\frac{1}{K_P}\times100\% \tag{3-7}$$



比例度 δ 的物理含义为：如果 $u(t)$ 直接代表调节阀开度的变化量，那么 δ 表示调节阀开度改变 100%，即从全关到全开所需被调量的变化范围。只有当偏差处在这个范围以内时，调节阀的开度才与偏差成比例。超出比例带以外，调节阀已处于全关或全开的状态，此时调节器的输入与输出已不再保持比例关系。

3）控制器有正作用和反作用之分，即控制器的比例值(增益)有正有负。

当控制器的测量增加时，控制器输出增加，则控制器为正作用控制器，控制器的增益 K_P 为负；

当控制器的测量增加时，控制器输出减小，则控制器为反作用控制器，控制器的增益 K_P 为正。

控制器正反作用的选择原则是保证控制系统为负反馈控制系统，即经过控制器作用之后系统的偏差一定是减小的。另外，控制器的正反作用还和调节阀的位置、调节阀的形式有关。如水位控制系统，若调节阀装在储罐的进水口，当水位过高时，应该关小进水阀，调节器的输出变量随输入变量的增大而减小，应该用反作用。若调节阀装在储罐的出水口，当水位过高时，应该把调节阀开大，使它多出水，调节器的输出变量随输入变量的增大而增大，应该用正作用。

3.2.2 比例调节的特点

1. 比例调节对系统的干扰有及时而有力的抑制作用

典型的反馈控制系统如图 3-2 所示。

系统在阶跃扰动信号 $n(t)=F\times 1(t)$ 的作用下，对于具有自平衡能力的被控对象，即

$$G_1(s)=K_{01}$$

$$G_2(s)=\frac{K_{02}}{T_{02}s+1}e^{-\tau s}$$

$$H(s)=1$$

$$G_c(s)=K_P$$

系统的余差为

$$e_{ssn}=\lim_{s\to 0}sE(s)=\lim_{s\to 0}s\frac{G_2(s)}{1+G_1(s)G_2(s)G_c(s)H(s)}N(s)$$

$$=\frac{K_{02}}{1+K_{01}K_{02}K_P}F$$

由此，比例调节器的比例值越大，扰动作用下的余差越小，系统抑制干扰的能力越强。对于具有自平衡能力的被控对象，假设 $G_1(s)=e^{-180s}/(360s+1)$、$G_2(s)=8$、$F=100$、$G_c(s)=K_P$，采用比例控制，在不同比例值下，扰动作用下系统的输出响应曲线如图 3-3a 所示，假如被控对象的延迟比较大，即 $G_1(s)=e^{-360s}/(360s+1)$、$G_2(s)=8$、$F=100$、$G_c(s)=K_P$，在扰动作用下的响应曲线如图 3-3b 所示。

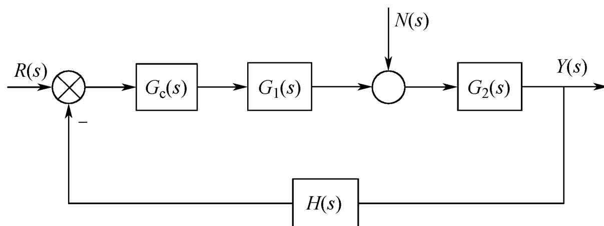


图 3-2 典型的反馈控制系统结构图

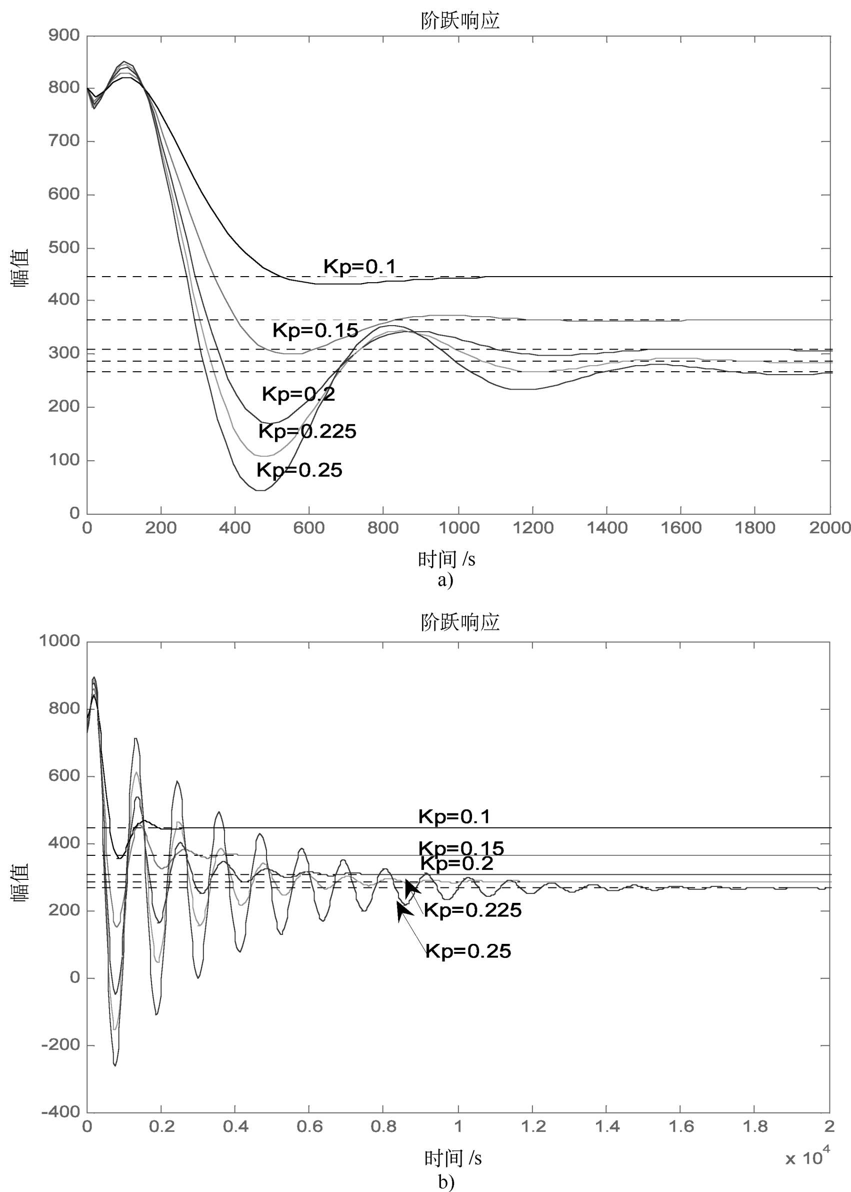


图 3-3　扰动作用下系统的输出响应曲线

```
% 研究比例调节对具有自平衡能力的被控对象在扰动作用下系统的输出响应
% Kp 分别取 0.1、0.15、0.2、0.225、0.25
T = 360; L = 180;
n1 = [1]; d1 = [T 1]; G0 = tf(n1,d1);
[np,dp] = pade(L,2); Gp = tf(np,dp);
G1 = G0 * Gp; G2 = 8;
Kp1 = [0.1,0.15,0.2,0.225,0.25];
for i = 1:length(Kp1)
```



```
    G(i) = Kp1(i) * G1;
    sys0(i) = feedback(G2,G(i),-1);
    sys(i) = 100 * sys0(i);
    step(sys(i))
    hold on
end
gtext('Kp = 0.1');gtext('Kp = 0.15');gtext('Kp = 0.2');
gtext('Kp = 0.225');gtext('Kp = 0.25');
```

2. 比例调节存在有余差，不能做无静差调节

(1) 自平衡被控对象比例控制器存在稳态偏差(余差)

具有自平衡的被控对象，如图 3-4 所示。

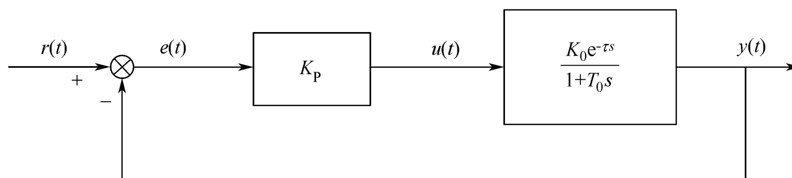


图 3-4　自平衡被控对象系统结构图

假设系统输入为幅值 R 的阶跃输入，即

$$r(t) = R \times 1(t) \tag{3-8}$$

则控制系统的稳态偏差(余差)为

$$e(\infty) = \lim_{s\to 0} s \frac{1}{1 + \frac{K_P K_0 e^{-\tau s}}{1 + T_0 s}} R(s) = \frac{R}{1 + K_0 K_P} \tag{3-9}$$

由式(3-9)可以看到，控制器的比例值越大，控制系统的稳态误差越小，但比例控制系统总存在稳态偏差，不能做无静差调节。

(2) 非自平衡被控对象比例控制器不存在稳态偏差

对于具有非自平衡的被控对象，系统结构如图 3-5 所示。

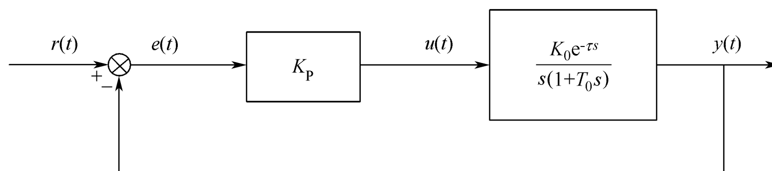


图 3-5　非自平衡被控对象系统结构图

设定值阶跃输入导致的稳态偏差(余差)为

$$e(\infty) = \lim_{s\to 0} s \frac{1}{1 + \frac{K_P K_0 e^{-\tau s}}{s(1 + T_0 s)}} R(s) = 0$$

当被控对象具有非自平衡特性时，由于存在积分，控制系统在阶跃作用下稳态偏差(余差)为零。单容水槽液位控制系统(自平衡特性)如图 3-6 所示。

在初始状态(稳态)，进料量等于出料量，控制器输出为 u_0。当负荷增大时，实际控制



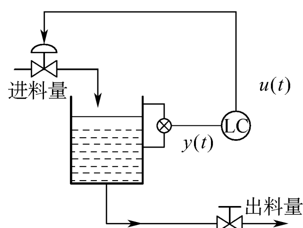


图 3-6　单容水槽液位控制系统

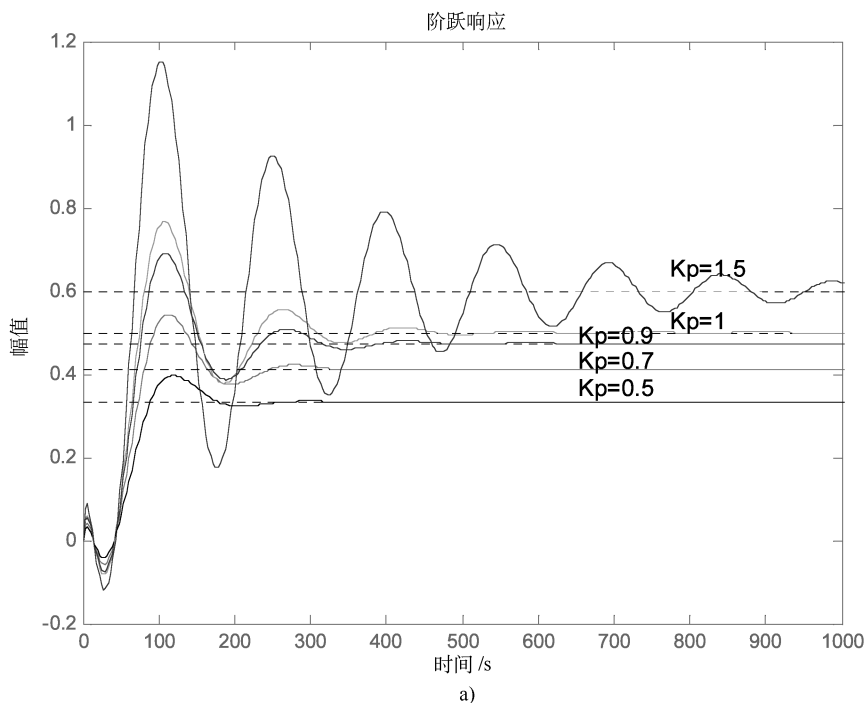
器输出为 $u(t)=K_{P}e(t)+u_0$，增加的控制输出使进料量的增加量等于出料量的增加，重新建立新的平衡关系。因此，调节阀开度必须有相应的改变，从比例调节器来看，这就要求液位必须有余差。

（3）比例值对系统调节过程的影响

比例调节的余差随着比例值的增加而减小。从这方面考虑，为了减小余差，应尽可能地增加比例值。然而，增加比例值等于加大系统的开环增益，可能导致系统振荡加剧，甚至不稳定。图 3-7 为不同比例值下系统的单位阶跃响应曲线。随着比例值的增大，控制系统的余差减小，但振荡加剧，振荡周期缩短。

假设被控系统为 $G_0(s)=e^{-50s}/(36s+1)$，只采用比例控制策略，即在 $T_I\to\infty$ 与 $T_D\to 0$ 时，研究在不同的 K_P 值下，闭环系统阶跃响应的曲线，如图 3-7 所示。

```
%研究比例对系统调节过程的影响
G0 = tf(1,[36 1]);
[np,dp] = pade(50,2);Gp = tf(np,dp);
G1 = G0 * Gp;
P = [0.5,0.7,0.9,1,1.5];
hold on
for i = 1:length(P)
    Gc = feedback(P(i) * G1,1);
    step(Gc);
end
gtext('Kp = 0.5');gtext('Kp = 0.7');gtext('Kp = 09');
gtext('Kp = 1');gtext('Kp = 1.5');
```

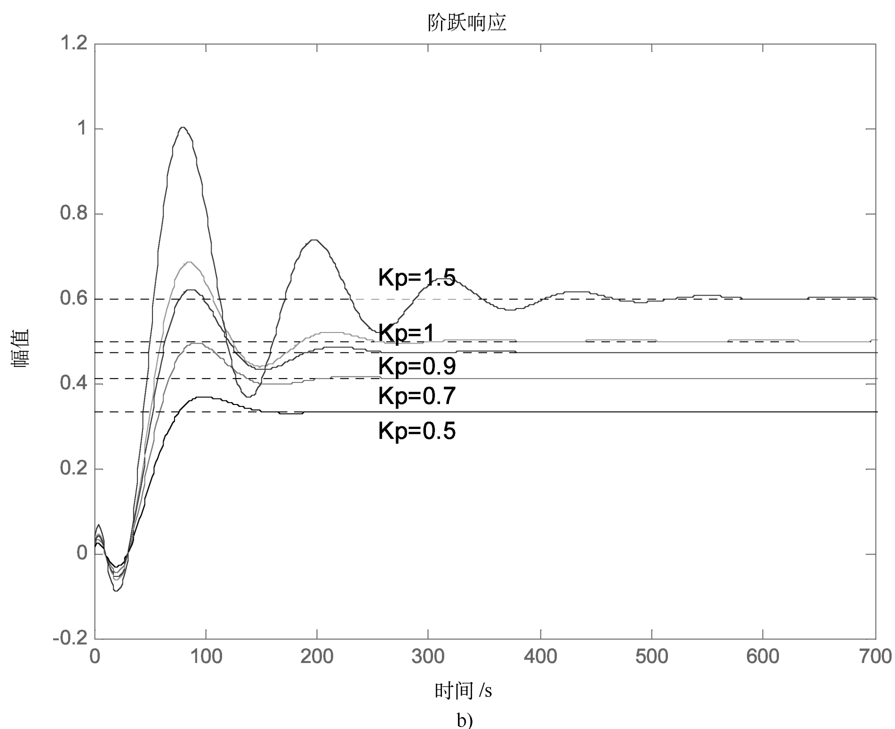


a)

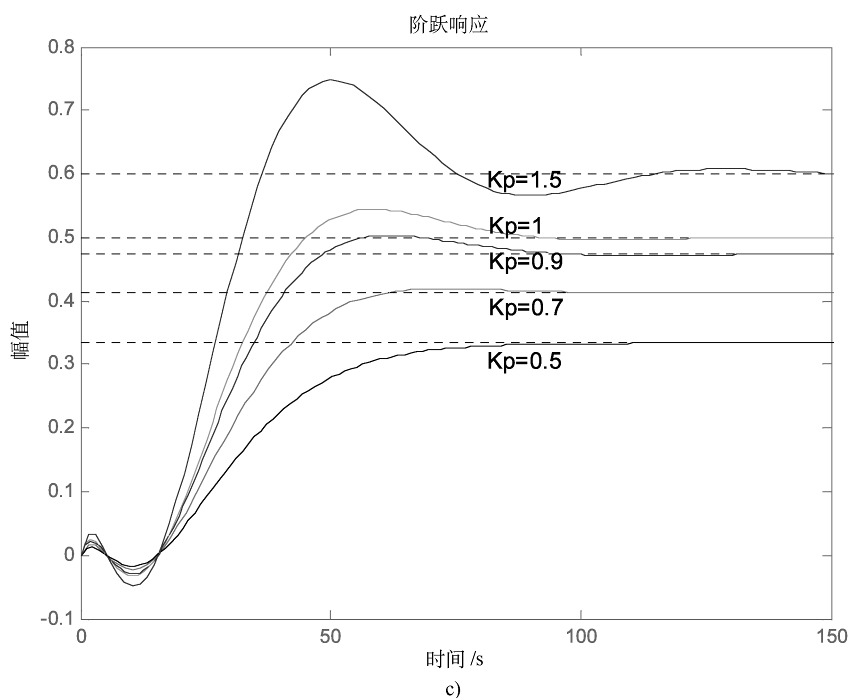
图 3-7　比例增益对控制系统的响应曲线

a）$\tau/T>1$





b)



c)

图 3-7　比例增益对控制系统的响应曲线(续)

b）$\tau/T=1$　c）$\tau/T<1$

（4）比例值对控制系统稳定性的影响

从图 3-7 可以看到，随着比例增益的增大，即比例带的减小，系统的稳定性变差，甚至不

稳定。从物理涵义来看，比例带很大程度上意味着调节阀的动作幅度很小，被控量的变化比较平稳，但系统余差较大，调节时间也较长；减小比例带，则加大了调节阀的动作幅度，引起被控量来回波动，系统余差相应减小；比例控制存在一个临界的比例带，此时系统为等幅振荡。

对于比例控制中比例度的设置，首先保证系统在稳定的前提下，并且使系统具有一定的稳定裕度，如增大比例值，系统的余差仍无法满足要求，应考虑采用其他调节方法。

3.3　积分调节器

3.3.1　积分调节器概述

积分调节器的输出 $u(t)$ 与偏差信号 $e(t)$ 的积分成正比，即

$$u(t) = \frac{1}{T_I}\int e(t)\mathrm{d}t = K_I\int e(t)\mathrm{d}t \tag{3-10}$$

式中　T_I——积分时间常数；

$K_I = \frac{1}{T_I}$——积分速度。

3.3.2　积分调节器的特点

1）只要被调量存在偏差，积分控制器的输出就会随时间不断增加，输出累加；

2）当偏差为零时，控制器才会停止积分，保持一定的输出值不变，积分具有记忆功能；

3）积分输出在偏差为零时，输出将停在新的位置而不复原位，保持静差为零，对干扰有及时而有力的抑制作用，能够消除偏差；

4）积分控制使过渡过程的动作迟缓，动态品质变坏，过渡过程时间延长，甚至造成系统不稳定。

3.3.3　积分速度对控制系统的影响

采用积分调节时，控制系统的开环增益与积分速度 K_I 成正比，假设被控系统的模型为 $G_0(s) = e^{-50s}/(36s+1)$，只采用积分控制策略。研究在不同的 K_I 值下，闭环系统阶跃响应的曲线如图 3-8 所示。

```
%研究积分速度对系统调节过程的影响
G0 = tf(1,[36 1]);
[np,dp] = pade(50,2);Gp = tf(np,dp);
G1 = G0 * Gp;
Ki = [0.005,0.01,0.015,0.02];
hold on
for i = 1:length(Ki)
    Gc = tf(Ki(i),[1,0]);
    G = feedback(Gc * G1,1);
    step(G);
```



```
end
gtext('Ki = 0.005');gtext('Ki = 0.01');
gtext('Ki = 0.015');gtext('Ki = 0.02');
```

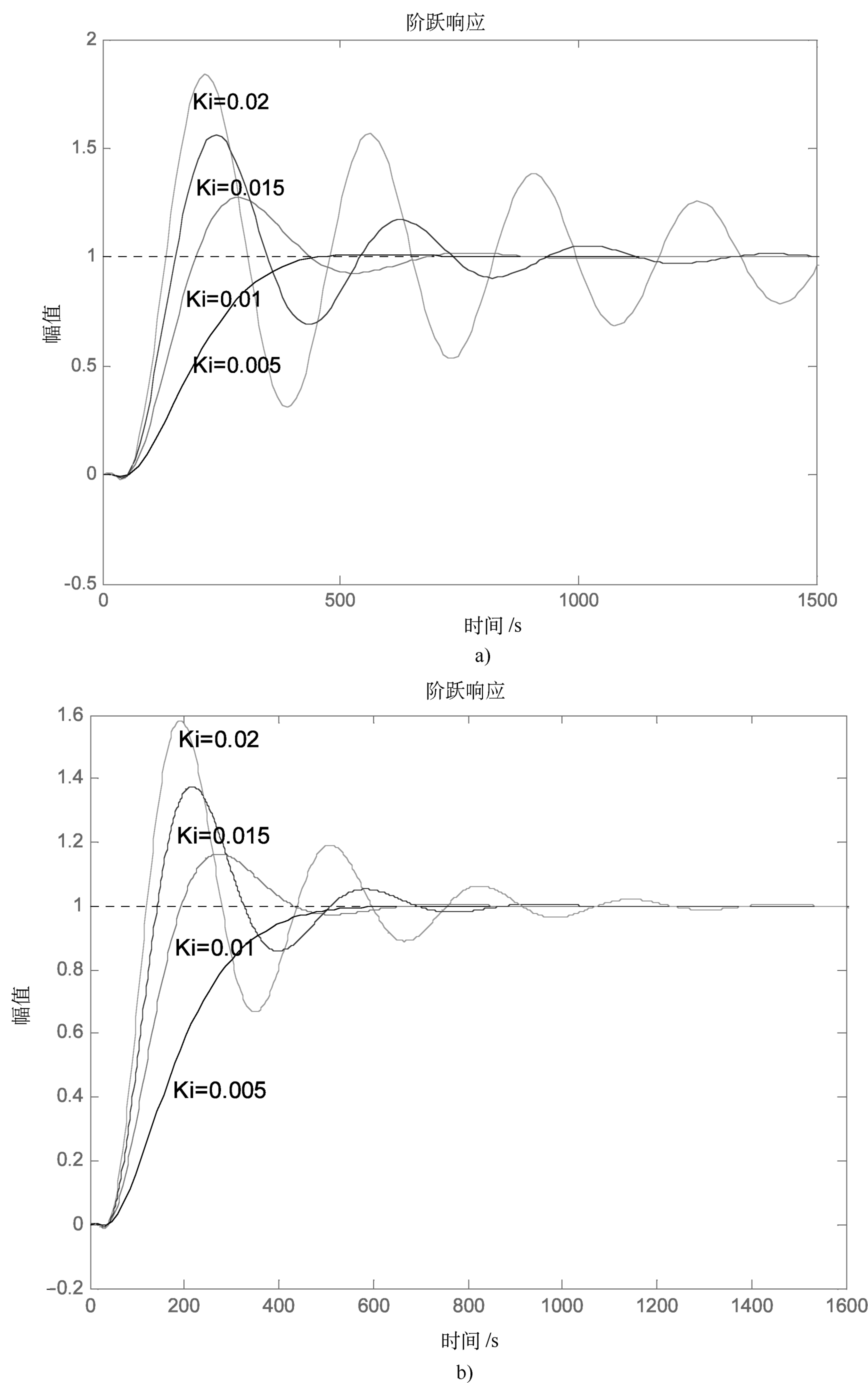
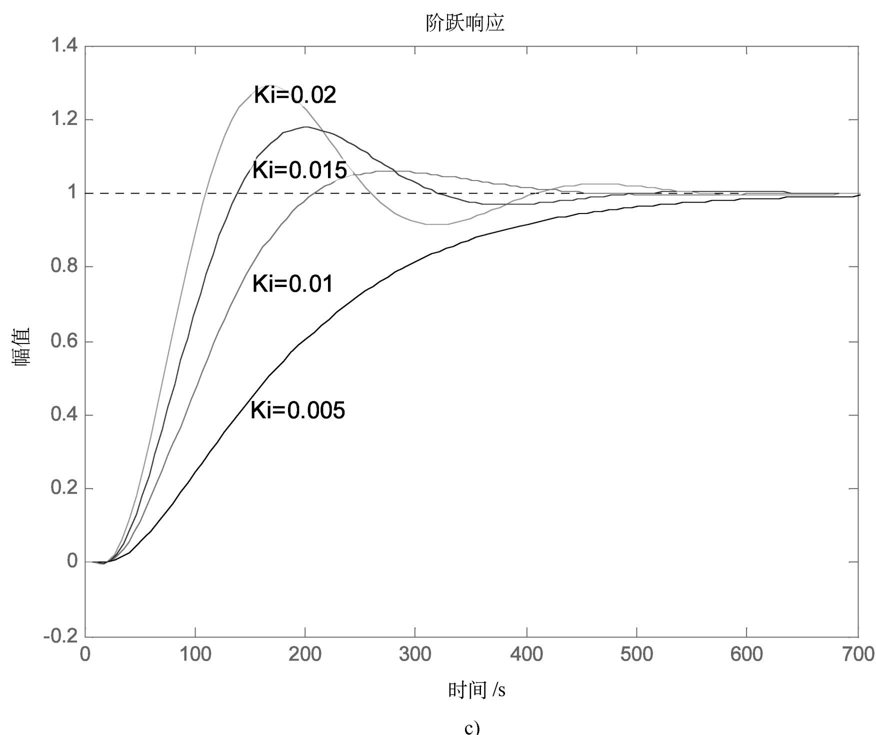


图 3-8　积分速度对控制系统的影响

a）$\tau/T>1$　b）$\tau/T=1$





c)

图 3-8　积分速度对控制系统的影响(续)

c) $\tau/T<1$

从图 3-8 可以看到，增大 K_I 将会降低控制系统的稳定性，K_I 增大到一定值时输出响应将会发散导致系统不稳定。

由于积分调节增加了系统位于坐标原点的极点，很容易造成系统结构不稳定。因此，在工程实际中，很少单独采用积分控制，而是将积分控制与比例控制结合，组成比例积分 PI 控制器。

3.4　比例积分调节器

3.4.1　比例积分调节

比例积分调节器的输出与偏差的关系为

$$u(t) = K_P\left[e(t) + \frac{1}{T_I}\int e(t)\mathrm{d}t\right] \quad (3\text{-}11)$$

其对应的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_P\left(1 + \frac{1}{T_I s}\right) \quad (3\text{-}12)$$

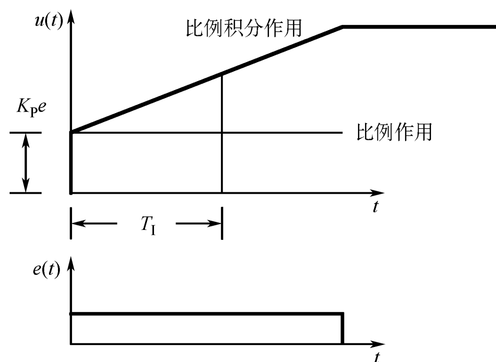


图 3-9　比例积分调节器的输出

比例积分调节器在偏差信号作用下的输出特性如图 3-9 所示，它由比例调节和积分调节两部分组成，当 $t=0$ 时，$u(t)=K_Pe(t)$，仅为比



例作用；当 $t=T_I$ 时，$u(t)=2K_Pe(t)$。积分作用的输出等于比例作用的输出时所需要的时间就是积分时间常数 T_I。积分时间常数 T_I 越小，比例积分控制作用越强，输出曲线的斜率越大。

3.4.2 比例积分调节器的特点

1. 比例控制的粗调和积分控制的细调

比例积分调节是比例控制和积分控制之和，当系统偏差一出现，立即由比例控制输出，曲线跳跃而上；然后，积分控制作用逐渐增加输出，以消除偏差。因此，比例控制起粗调作用，积分控制起细调作用，直到偏差为零时积分作用停止。

2. PI 控制的作用是变增益的比例控制

偏差输入后，当 $t=T_I$ 时，控制器的输出 $u(t)=2K_Pe(t)$；当 $t=2T_I$ 时，控制器的输出 $u(t)=3K_Pe(t)\cdots$。因此，比例积分控制器可看成是比例增益随偏差时间不断调整的比例控制器，随着时间的推移，比例积分控制的余差越来越小，直到余差为零。此外，由于比例增益越来越大，也使系统的稳定性变差。

3.4.3 比例积分调节器对系统过渡过程的影响

具有自平衡被控对象的比例积分控制系统结构如图 3-10 所示。

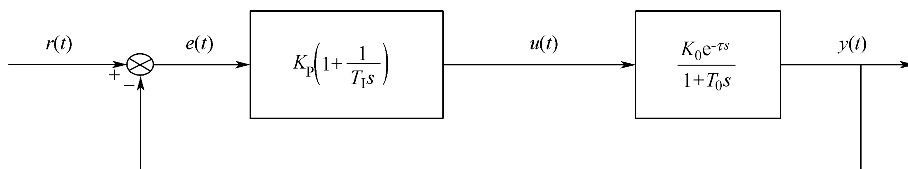


图 3-10 具有自平衡被控对象的比例积分控制系统结构图

假设系统模型为 $G_0(s)=e^{-50s}/(36s+1)$，采用比例积分控制策略，比例增益保持不变（即令 $K_P=0.85$），研究在不同的 K_I 值下，闭环系统阶跃响应的曲线如图 3-11 所示。

```
%采用 PI 策略,在比例增益保持不变的情况下,研究 KI 对系统调节过程的影响
G0 = tf(1,[36 1]);
[np,dp] = pade(50,2);Gp = tf(np,dp);
G1 = G0 * Gp;
Kp = 0.85;
Ki = [0.005,0.01,0.015,0.02,0.025];
hold on
for i = 1:length(Ki)
    Gc = tf(Kp * [1,Ki(i)],[1,0]);
    G = feedback(Gc * G1,1);
    step(G);
end
gtext('Ki = 0.005');gtext('Ki = 0.01');gtext('Ki = 0.015');
gtext('Ki = 0.02');gtext('Ki = 0.025');
```



当系统模型为 $G_0(s)=\mathrm{e}^{-50s}/(36s+1)$ 时，采用比例积分控制策略，积分速度保持不变（即令 $K_\mathrm{I}=0.015$），研究在不同的 K_P 值下，闭环系统阶跃响应的曲线如图 3-12 所示。

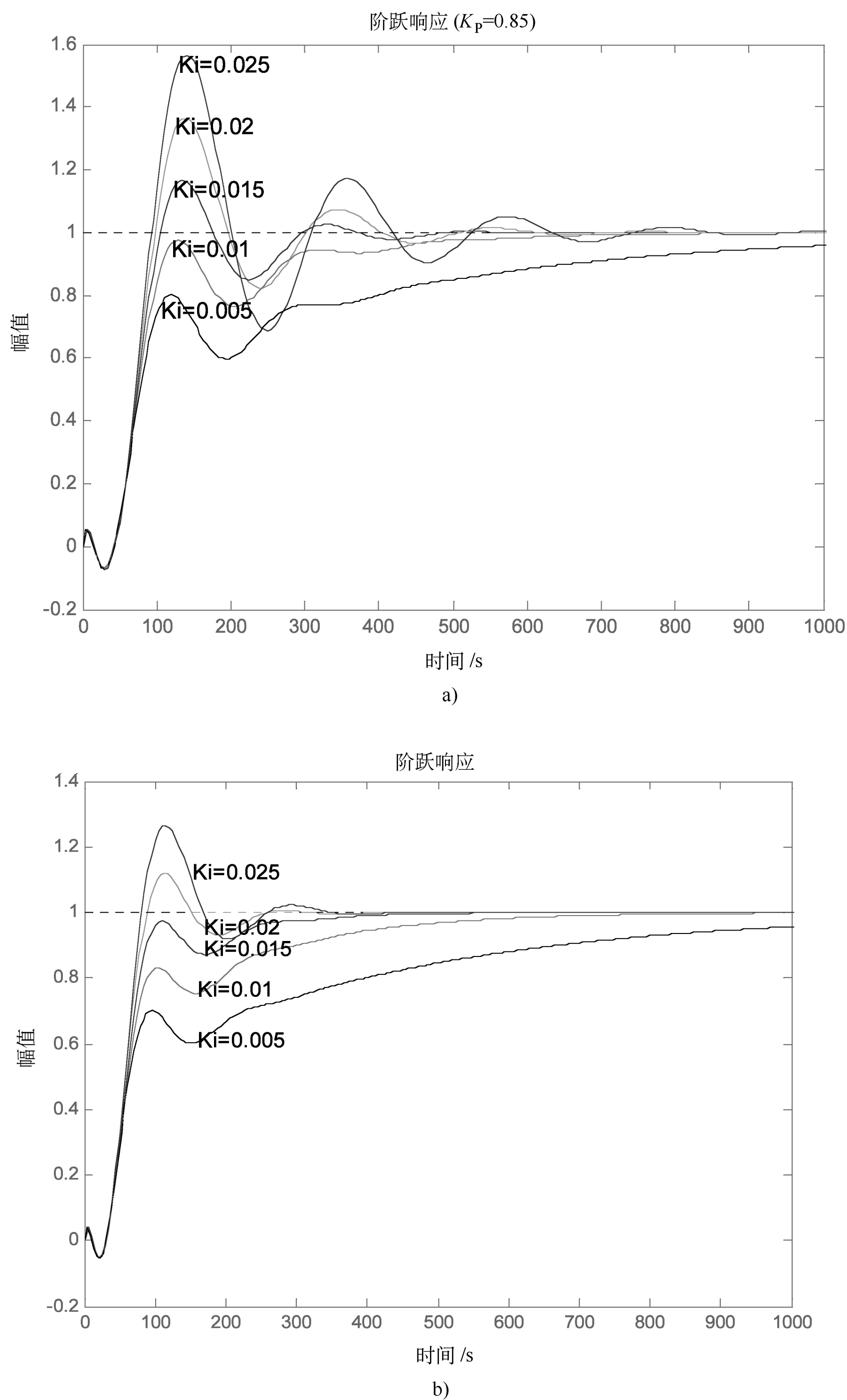
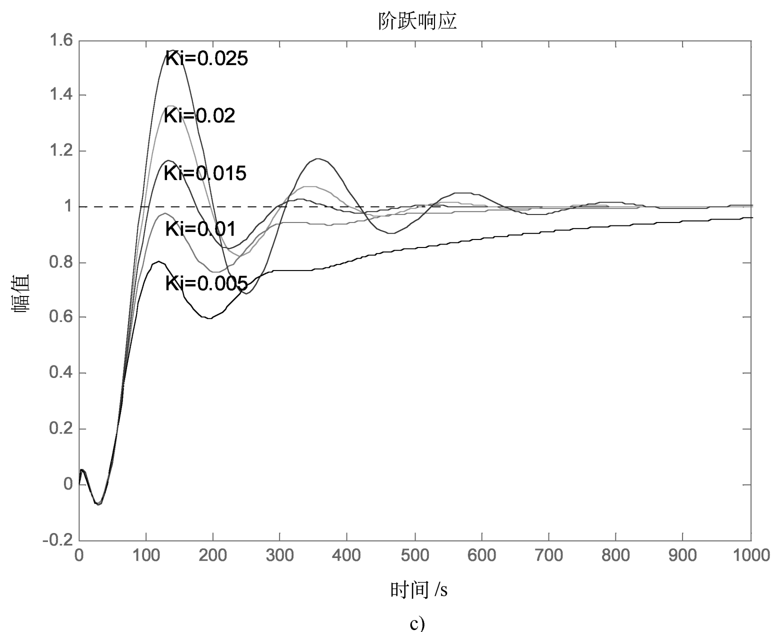


图 3-11　比例增益保持不变时改变积分速度后的系统输出响应曲线

a）$\tau/T>1$　b）$\tau/T=1$





c)

图 3-11　比例增益保持不变时改变积分速度后的系统输出响应曲线(续)

c) $\tau/T<1$

```
%采用 PI 策略,在积分速度保持不变的情况下,研究 Kp 对系统调节过程的影响
G0 = tf(1,[36 1]);
[np,dp] = pade(50,2);Gp = tf(np,dp);
G1 = G0 * Gp;
Ki = 0.015;
Kp = 0.8:0.1:1.2;
hold on
for i = 1:length(Kp)
    Gc = tf(Kp(i) * [1,Ki],[1,0]);
    G = feedback(Gc * G1,1);
    step(G);
end
gtext('Kp = 0.8');gtext('Kp = 0.9');gtext('Kp = 1');
gtext('Kp = 1.1');gtext('Kp = 1.2');
```

从图 3-11 和图 3-12 可以看到:

1）在比例值 K_P 不变时，减小积分时间常数 T_1，系统的积分作用增强，响应的衰减比减小，振荡加剧，超调量增大;

2）积分作用除消除系统的余差外，也降低了系统的振荡频率，使响应速度变慢;

3）PI 调节引入积分消除系统余差的同时，也降低了系统的稳定性，特别是当 T_I 比较小时，稳定性下降较为严重。为保持控制系统原有的衰减率，PI 调节器的比例带必须适当加大。

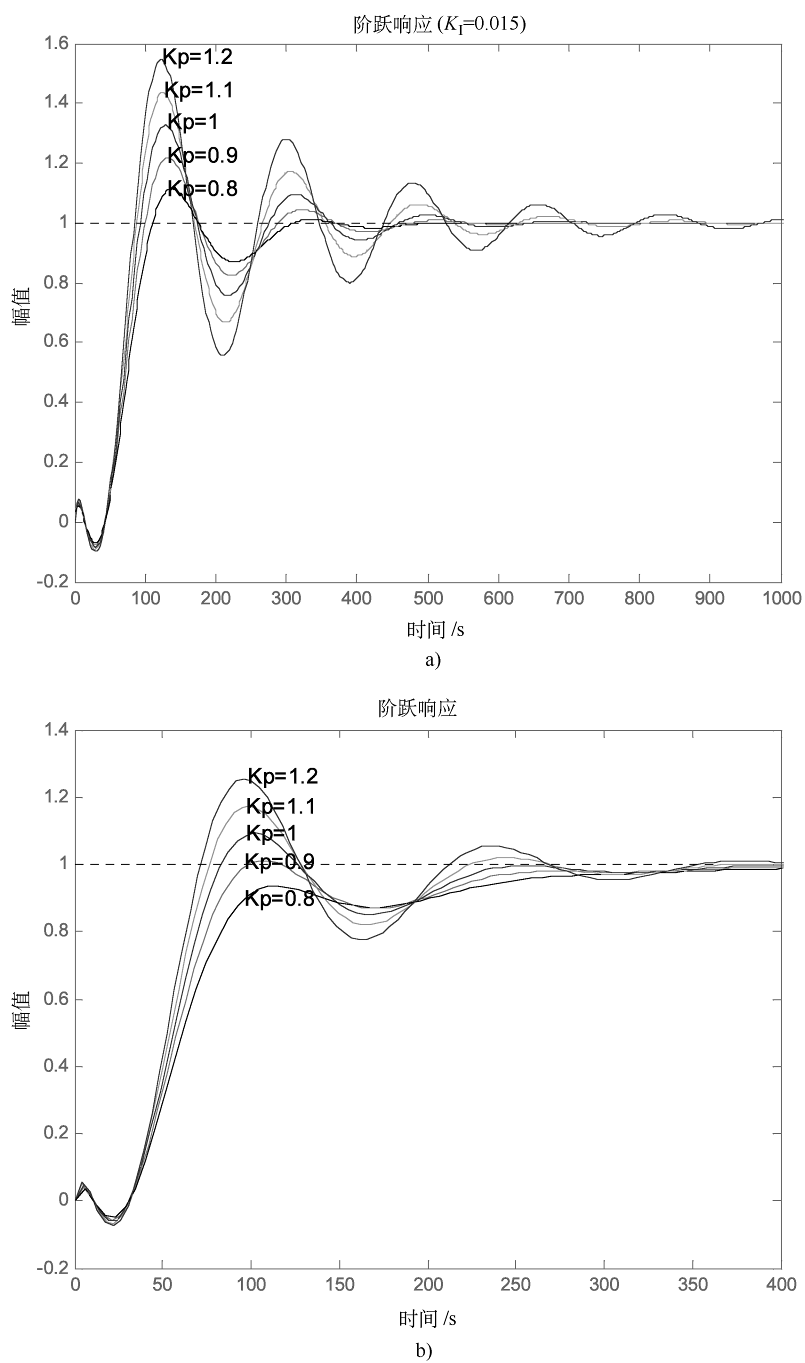
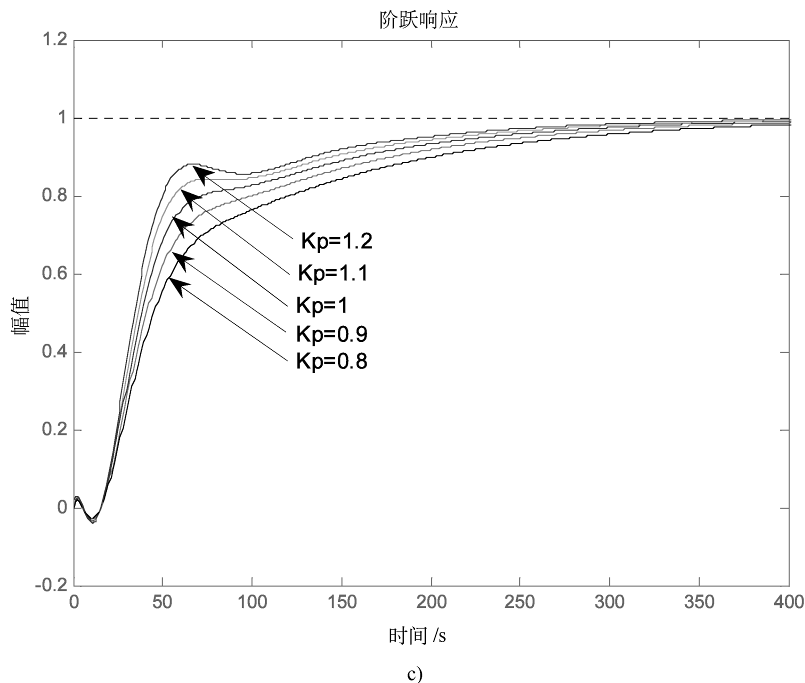


图 3-12 积分速度保持不变时改变比例增益的系统输出响应曲线

a) $\tau/T>1$ b) $\tau/T=1$





c)

图 3-12　积分速度保持不变时改变比例增益的系统输出响应曲线(续)

c) $\tau/T<1$

3.4.4　积分饱和及防止

1. 积分饱和

具有积分作用的调节器，只要被控量与设定值之间有偏差，其积分控制输出就不会停止。实际中如果存在某种原因，被控系统的偏差无法消除，调节器则要校正该偏差，经过一段时间后，会使调节器进入深度饱和状态，这种现象称为积分饱和。进入深度积分饱和的调节器，所对应的调节阀完全打开或关闭，系统有输入而无输出，要等系统的偏差反向以后才能从饱和状态中退出，系统重新恢复调节作用。积分饱和的危害是，当偏差量向相反方向变化时，调节器的输出需要足够时间的反向调节输出，才能达到执行机构接收指令的有效响应范围，从而影响了控制系统调节品质和生产过程的安全。

例如，在火力发电厂过热与再热汽温控制系统中，过热汽温与再热汽温一般采用喷水减温的控制方法，对象迟延比较大并且容易受外界干扰影响，容易出现积分饱和。在主调温度的测量值长时间比设定值低并且超过一定时间后，由于主调节器的积分作用，使它的输出达到上限值，送至副调节器的给定端，结果是供副调节器的输出指令达到最小值，使减温水阀完全关闭。当主调温度上升后，需要较长的一段时间才能使主调节器的输出降低，减温水门开启。积分饱和在喷水减温自动控制系统中的危害往往是超温。

造成积分饱和现象的内因是控制器中包含积分控制作用，外因是调节器长期存在偏差。在偏差长期存在的条件下，调节器的输出会不断增加，直到达到极限值。

积分饱和使得系统的超调量增大，振荡加剧，控制品质变差，甚至会引起危险(阀门不能及时关闭)。

2. 防止产生积分饱和的方法

根据积分饱和产生的原因，可以有多种防止产生积分饱和的方法。

（1）积分分离法

由调节器内部实现小偏差时采用 PI 调节，大偏差时采用 P 调节的 PI→P 的自动切换。如图 3-13a 所示，其中 A_1 为比例积分运算放大器，R_I、C_2 起积分作用，C_1、C_2 起比例作用，比较放大器 A_h 用于比较两个输入信号 E_o 和 E_h，控制场效应晶体管开关 S 的通断，E_h 值可由电位器设置。

当开关 S 断开时，电路为比例积分调节器，如果 E_i 输入一个负的阶跃信号，则输出电压 E_o 的变化如图 3-13b中的实线所示。而当 E_o 增大到 E_h 以后，比较放大器 A_h 的输出使得开关 S 闭合，此时 R_1 和 R_I、C_1 并联，R_2 与 C_2 并联。若取 $R_1=R_2$，则电路成为 1∶1 的反相器，这时输出 E_o 减小到与 E_i 相等的数值，如图 3-13b 中虚线所示。此时调节器变换为比例调节器，实现了 PI→P 的自动切换。

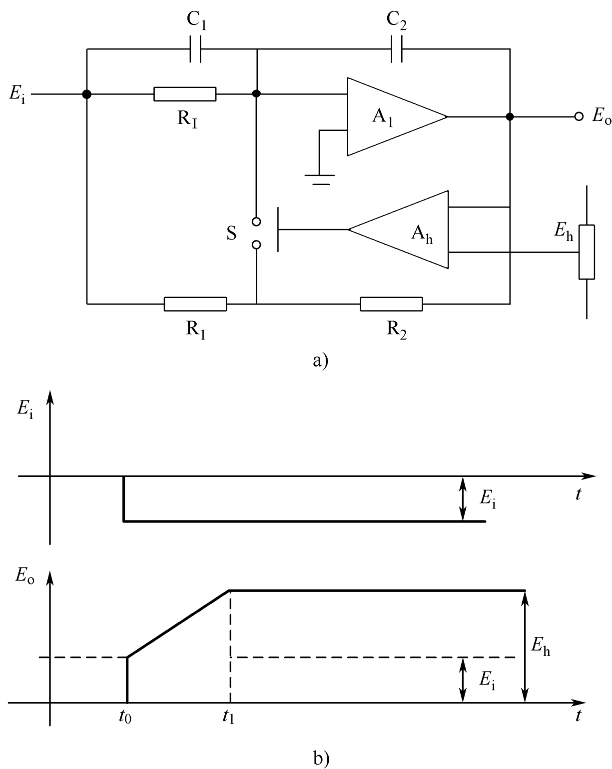


图 3-13　积分分离法电路图和系统输出响应
a）电路原理图　b）输出阶跃响应

（2）积分外反馈法

将 PI 调节器的传递函数

$$U(s)=K_P\left(1+\frac{1}{T_I s}\right)E(s) \tag{3-13}$$

改写为

$$K_P E(s)=U(s)\frac{T_I s}{T_I s+1}=U(s)-\frac{1}{T_I s+1}U(s) \tag{3-14}$$

或

$$U(s)=K_P E(s)+\frac{1}{T_I s+1}U_b(s) \tag{3-15}$$

当 $U_b(s)=U(s)$时，式(3-15)为 PI 调节器；当 $U_b(s)=0$ 时，控制器输出与偏差成比例关系，式(3-15)为 P 调节器，此时积分控制作用不存在，就不会出现积分饱和现象。这种采用外部信号作为积分信号的防止积分饱和的方法称积分外反馈法。

图 3-14 所示为防止积分饱和而采用的气动控制器结构，其中 LS 为低选器，其输出是输入信号中的低值。



由图 3-14 可知，当 $U(s)<U_b(s)$ 时，调节器的传递函数为

$$G(s)=\frac{U(s)}{E(s)}=\frac{K}{1+\dfrac{K}{K_P}\left(1-\dfrac{1}{T_I s+1}\right)}\approx K_P\left(1+\frac{1}{T_I s}\right)$$

即调节器为 PI 调节器。

当 $U(s)>U_b(s)$ 时，LS 输出 $U_b(s)$ 为常数，控制器为纯比例控制，从而防止了积分饱和现象的出现。

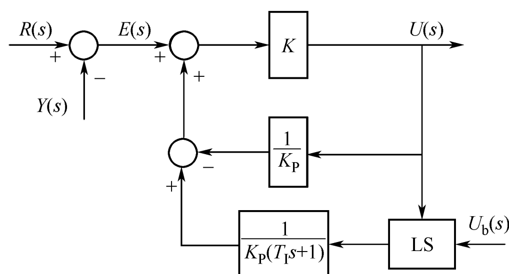


图 3-14　积分外反馈法气动控制器结构图

3.5　比例微分调节器

3.5.1　比例微分控制算法

理想比例微分控制表达式为

$$u(t)=K_P\left[e(t)+T_D\frac{de(t)}{dt}\right] \tag{3-16}$$

式中　K_P——比例增益；

T_D——微分时间常数。

理想比例微分控制对应的传递函数为

$$G(s)=\frac{U(s)}{E(s)}=K_P[1+T_D s] \tag{3-17}$$

理想比例微分控制器作用于自平衡被控对象的结构如图 3-15 所示。

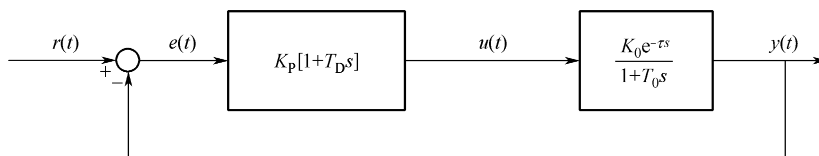


图 3-15　理想微分控制器作用于自平衡被控对象的结构图

系统的单位阶跃响应和单位斜坡响应如图 3-16 和图 3-17 所示。

微分作用反映系统偏差信号的变化率，具有预见性，能预见偏差变化的趋势，因此能产生超前的控制作用，图 3-17 中虚线为 T_D 为零时的输出曲线。可见，微分调节器在偏差还没有形成之前，已提前于时间 T_D 产生输出的变化，即微分具有导前作用(预见作用)。但是实际中理想微分调节器很难实现，实用的 PD 调节器的传递函数为

$$G(s)=\frac{U(s)}{E(s)}=K_P\left(1+\frac{T_D s+1}{\dfrac{T_D}{K_D}s+1}\right) \tag{3-18}$$

式中　K_D——微分增益。

与式(3-18)所对应的系统单位阶跃响应曲线如图 3-18 所示。



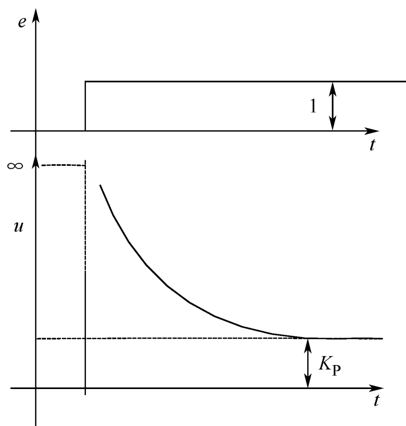


图 3-16　PD 调节器的系统单位阶跃响应

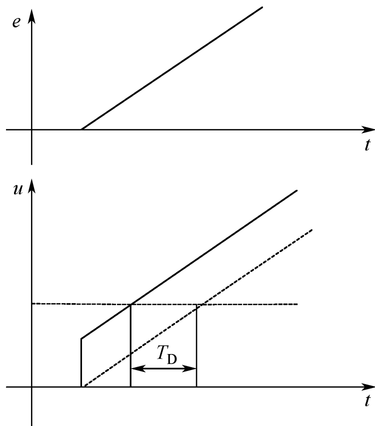


图 3-17　PD 调节器的系统单位斜坡响应

3.5.2　比例微分调节器的特点

1）比例微分控制具有导前作用。比例微分控制中，因微分作用反映系统偏差信号的变化率，具有预见性，能预见偏差变化的趋势，因此能产生超前的控制作用。

2）比例微分调节是有差的。在稳态时，微分部分输出为零，PD 调节变为 P 调节，所以 PD 调节也是有差调节。

3）微分作用要合适。微分反映变化率，可使系统动态特性改善，减小系统的超调量，减小调节时间。但微分作用过强，可能导致系统稳定性变差。

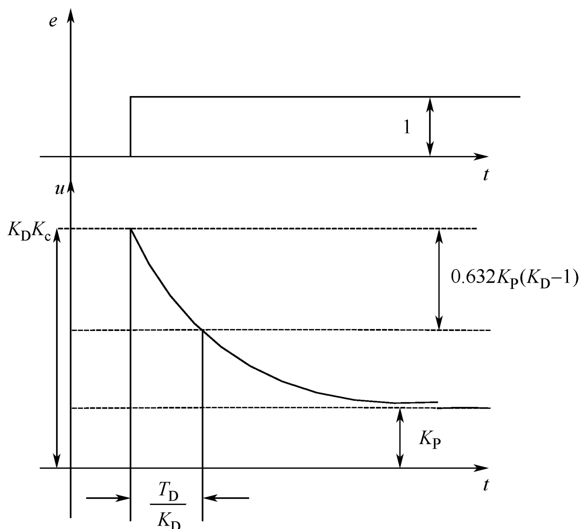


图 3-18　系统单位阶跃响应曲线

假设系统模型为 $G_0(s)=e^{-50s}/(36s+1)$，采用比例微分(PD)控制策略，在比例增益保持不变下(令 $K_P=0.8$)，改变微分时间常数 T_D，系统的单位阶跃响应如图 3-19 所示。

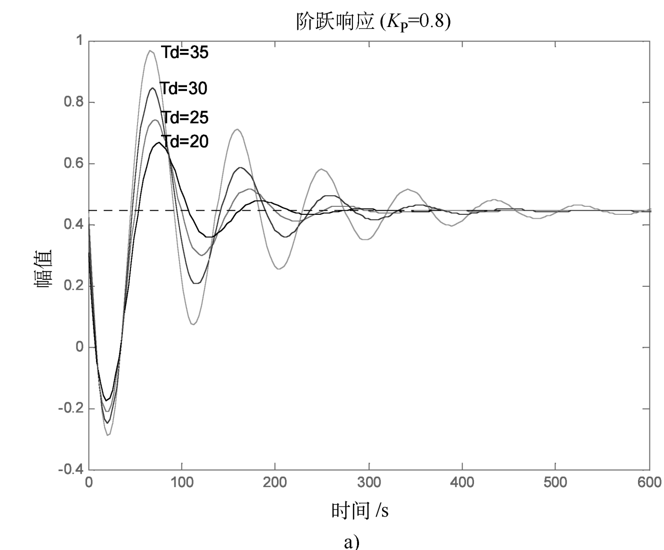
4）微分对噪声信号有放大作用，因此过强的加大微分调节作用对系统抗干扰不利。另外，噪声大的系统也不宜加入微分，容易导致调节阀开度饱和。

5）对于大时滞系统，微分控制不能改善系统品质。

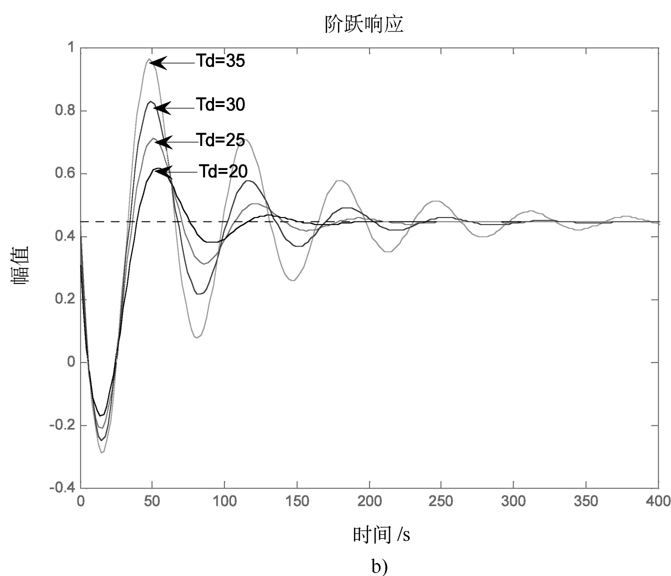
```
%采用 PD 策略,在比例增益保持不变的情况下,研究 Td 对系统调节过程的影响
G0 = tf(1,[36 1]);
[np,dp] = pade(50,2);Gp = tf(np,dp);
G1 = G0 * Gp;
Kp = 0.8;
Td = 20:5:35;
```



```
hold on
for i = 1:length(Td)
    Gc = tf(Kp * [Td(i),1],1);
    G = feedback(Gc * G1,1);
    step(G);
end
gtext('Td = 20');gtext('Td = 25');
gtext('Td = 30');gtext('Td = 35');
```



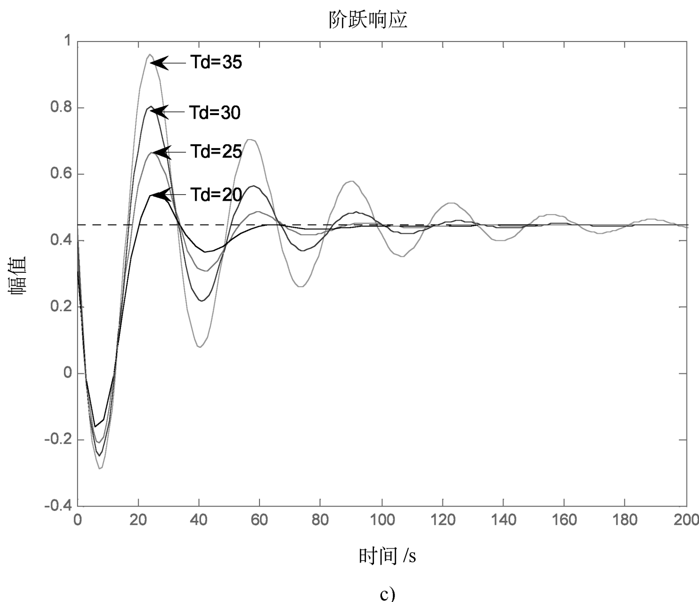
a)



b)

图 3-19　不同微分时间常数下系统的阶跃响应曲线

a）$\tau/T>1$　b）$\tau/T=1$



c)

图 3-19　不同微分时间常数下系统的阶跃响应曲线(续)

c) $\tau/T<1$

3.6　比例积分微分调节器

3.6.1　比例积分微分调节器的表达式

比例积分微分(PID)调节器的表达式为

$$u(t)=K_P\left[e(t)+\frac{1}{T_I}\int e(t)\mathrm{d}t+T_D\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}\right] \tag{3-19}$$

式中　K_P——比例增益；

T_I——积分时间常数；

T_D——微分时间常数。

PID 调节器的传递函数为

$$G(s)=\frac{U(s)}{E(s)}=K_P\left(1+\frac{1}{T_Is}+T_Ds\right) \tag{3-20}$$

由于物理上无法实现纯微分控制作用，实际 PID 控制器的传递函数为

$$G(s)=\frac{U(s)}{E(s)}=K_P\left(1+\frac{1}{T_Is}+\frac{T_Ds+1}{\dfrac{T_D}{K_D}s+1}\right) \tag{3-21}$$

图 3-20 为系统在偏差阶跃信号作用下，实际 PID 调节器的输出响应曲线。

在偏差阶跃信号作用下，PID 调节器的输出 $u(t)$ 先跳变到最大值(比例微分作用)，然后逐渐下降，并到一定值开始上升(这是比例微分和积分的共同作用)。

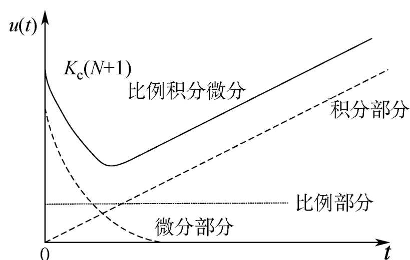


图 3-20　实际 PID 调节器的输出响应曲线



最后由于积分作用，输出呈积分上升。可以看到，PID 控制中，比例(P)控制是最基本的控制作用，它在整个过程中均起作用；微分(D)控制主要在前期起作用；积分(I)控制主要在后期起作用。

3.6.2 PID 调节器的频率响应特性

PID 调节器的频率特性为

$$G_{PID}(s)\Big|_{s=j\omega} = K_P\left(1+\frac{1}{j\omega T_I}+\frac{j\omega T_D+1}{1+j\omega\frac{T_D}{K_D}}\right) \tag{3-22}$$

假设：$T_I > T_D > T_D/K_D$，则根据式(3-22)可画出 PID 调节器的频域响应曲线如图 3-21 所示。

从 PID 调节器的频率特性看，低频段反映比例和积分特性，表明消除稳态误差的能力；中频段反映比例积分和微分特性，重点反映系统的动态特性；高频段反映不完全微分特性，即抑制高频干扰的能力。PID 控制器把比例、积分、微分三种控制结合起来，取其各自的优点，克服各自的缺点，可使系统达到快速敏捷、超调量小、平稳准确的目的。

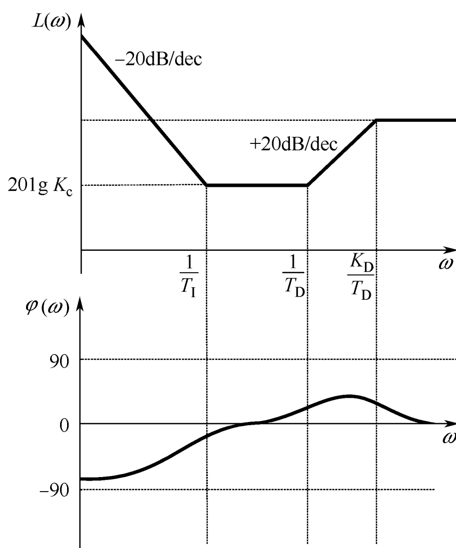


图 3-21 PID 调节器的频域响应曲线

3.6.3 PID 调节器的阶跃响应

图 3-22 给出了同一系统在相同阶跃信号作用下，采用不同 PID 参数的系统响应曲线。假设系统模型为 $G_0(s)=10/(s+1)(s+2)(s+3)(s+4)$，采用 PID 控制策略，研究在不同的 PID 参数下，闭环系统阶跃响应的曲线如图 3-22 所示。

```
%采用 PID 策略,研究在不同的 PID 参数下,闭环系统阶跃响应的曲线
Go = zpk([ ],[-1;-2;-3;-4],10);
Kp = [8.5,4.2,6.7,6.7,8.5];
Ti = [1.6,2.3,3.2,1.9,1.6];
Td = [0.4,0.4,0.37,0.3,0.3];
hold on
for i = 1:5
    Gc = tf(Kp(i) * [Ti(i) * Td(i),Ti(i),1]/Ti(i),[1,0]);
    G = feedback(Gc * Go,1);
    step(G);
end
gtext('Kp = 8.5,Ti = 1.6,Td = 0.4');gtext('Kp = 4.2,Ti = 2.3,Td = 0.4');
gtext('Kp = 6.7,Ti = 3.2,Td = 0.37');gtext('Kp = 6.7,Ti = 1.9,Td = 0.3');
gtext('Kp = 8.5,Ti = 1.6,Td = 0.3');
```

图 3-23 给出了同一被控对象在相同的阶跃输入下，采用不同形式调节器的响应曲线。

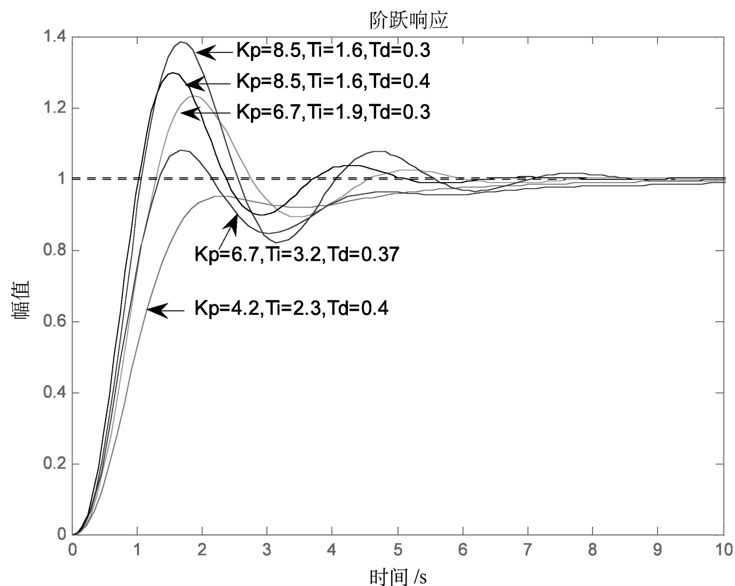


图 3-22　不同参数下 PID 的响应曲线

系统模型为 $G_0(s)=10/(s+1)(s+2)(s+3)(s+4)$，研究在不同的调节器下闭环系统阶跃响应的曲线如图 3-23 所示。

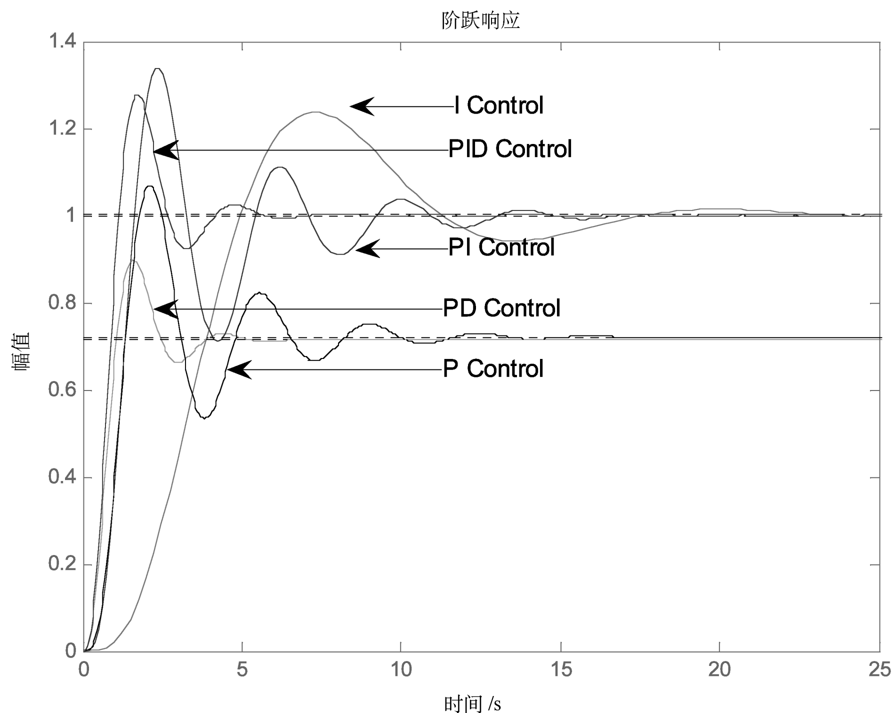


图 3-23　采用不同调节器的响应曲线



```
%研究在不同的调节器下,闭环系统阶跃响应的曲线
Go = zpk([],[-1;-2;-3;-4],10);
hold on,
Kp = 6.2;%P 调节
Gc = Kp;
G1 = feedback(Gc * Go,1);
step(G1)
Ki = 1;%I 调节
Gc = tf(Ki,[1,0]);
G2 = feedback(Gc * Go,1);
step(G2)
Kp = 5.5;Ti = 2.5;%PI 调节
Gc = tf(Kp * [1,1/Ti],[1,0]);
G3 = feedback(Gc * Go,1);
step(G3)
Kp = 6;Td = 0.4;%PD 调节
Gc = tf(Kp * [Td,1],1);
G4 = feedback(Gc * Go,1);
step(G4)
Kp = 7.4;Ti = 1.5;Td = 0.38;%PID 调节
Gc = tf(Kp * [Ti * Td,Ti,1]/Ti,[1,0]);
G5 = feedback(Gc * Go,1);
step(G5);
```

由图 3-22 和图 3-23 可以看到，PD 调节器作用下系统的动态偏差最小，由于有微分作用，可使比例增益增大，调节时间大大缩短，但因无积分作用，系统仍有余差，只是比例增益增大，余差只是比例调节的一半左右；对于 PID 调节，系统动态最大偏差比 PD 调节稍差，但由于积分作用，系统无余差，但由于积分作用，使系统的振荡周期增长了。综合考虑 PID 同时作用时的控制效果最佳，但是这并不意味着对不同的被控对象在任何情况下采用三种组合调节作用都是合理的。如果 P、I、D 调节器的参数选择不合适，则不仅不能发挥各自调节器的有效作用，还会适得其反。

通常，选择哪一种控制规律的调节器与被控对象的特性、负荷变化、系统的主要扰动和系统的控制指标要求等有关，同时还要考虑实际系统的经济性以及系统运行的方便性。

3.7 数字式 PID 调节器

随着计算机控制技术的发展，数字化 PID 控制算法得到了大量应用，采用式(3-23)所示的转换公式可将模拟 PID 控制算法近似转换到数字化的控制算法，即

$$\begin{cases} \int_0^t e(t)\mathrm{d}t = T_s \sum_{i=0}^{k} e(i) \\ \dfrac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t} = \dfrac{e(k) - e(k-1)}{T_s} \end{cases} \tag{3-23}$$

式中　T_s——系统的采样周期。

3.7.1　数字式 PID 控制算法的形式

根据模拟 PID 控制算法，可得到如下三种数字 PID 控制算法的形式。

1. 位置式 PID 控制算法（见式(3-24)）

$$\begin{aligned} u(k) &= K_P\left[e(k) + \frac{T_s}{T_I}\sum_{i=0}^{k} e(i) + T_D\frac{e(k) - e(k-1)}{T_s}\right] + u_0 \\ &= K_P e(k) + K_I\sum_{i=0}^{k} e(i) + K_D[e(k) - e(k-1)] + u_0 \end{aligned} \tag{3-24}$$

式中　K_P——比例系数；

$K_I = \dfrac{K_P T_s}{T_I}$——积分系数；

$K_D = \dfrac{K_P T_D}{T_s}$——微分系数。

2. 增量式 PID 控制算法（见式(3-25)）

$$\begin{aligned} &\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \\ &\Delta u(k) = K_P[e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \\ &\Delta u(k) = K_P \Delta e(k) + K_I e(k) + K_D[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \end{aligned} \tag{3-25}$$

3. 速度式 PID 控制算法（见式(3-26)）

增量输出与采样周期之比为

$$v(k) = \frac{\Delta u(k)}{T_s}$$

$$v(k) = \frac{K_P}{T_s}\Delta e(k) + \frac{K_I}{T_s}e(k) + \frac{K_D}{T_s}[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \tag{3-26}$$

上述三种控制算法的选择与所使用执行器的形式和应用的方便性有关。

从执行器形式看：

1）位置式算法的输出除非用数字式控制阀，否则不能直接连接，需要通过接口电路；

2）增量算法的输出可通过步进电动机等具有零阶保持特性的积累机构，转化为模拟量；

3）速度算法的输出需采用积分式执行机构。

从应用的利弊看：

1）采用增量算法和速度算法时，手动/自动切换相当方便，它们可从手动时的 $u(k-1)$ 出发，直接计算出在投入自动运行时应采取的增量或变化速度；同时，它们不会引起积分饱和现象，因为它求出的为增量或速度，即使偏差长期存在，一次输出 $u(k)$ 值是限幅的不会



超越规定的上或下限，执行器也达不到极限位置；一旦 $e(k)$ 换向，输出立即退出上下限。

2）对于位置算法，需增加一些必要措施来解决手/自动切换和积分饱和等问题。三种数字控制算法中，增量式 PID 控制算法应用最广泛。数字式 PID 增量式控制算法的程序框图如图 3-24 所示。

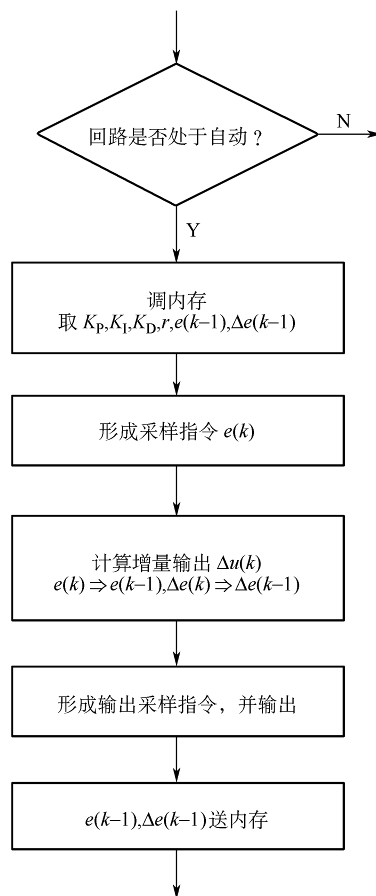


图 3-24　数字式 PID 增量式控制算法程序框图

3.7.2　数字式 PID 控制算法的特点

与模拟 PID 控制算法相比较，数字控制算法具有下列特点：

1）P、I、D 三种控制作用是独立的，没有控制器参数之间的关联。

2）由于不受硬件电路的制约，数字式控制器的参数可在更大范围内设置。

3）数字控制器采用采样控制，引入采样周期，即引入一个纯时滞为 $T_s/2$ 的滞后环节，使控制系统品质变差。

4）由于数字控制系统引入滞后 $T_s/2$，因此，数字控制器的控制效果不如模拟控制器，用控制度表示模拟控制与数字控制品质的差异程度。控制度定义为

$$\text{控制度}=\frac{\left.\left(\min\int_0^{\infty}e^2\mathrm{d}t\right)\right|_{\mathrm{DDC}}}{\left.\left(\min\int_0^{\infty}e^2\mathrm{d}t\right)\right|_{\mathrm{ANA}}}=\frac{\min(\mathrm{ISE})_{\mathrm{DDC}}}{\min(\mathrm{ISE})_{\mathrm{ANA}}}\tag{3-27}$$

式中　DDC——直接数字控制；

ANA——模拟连续控制；

min(ISE)——最小平方误差积分指标。

控制度越大，表示数字控制系统的控制品质越差。系统的控制度与采样周期 T_s 有关。此外，控制度还与被控对象的时间常数、时滞有关。

5）采样周期大小的选择影响数字控制系统的控制品质。

在数字式 PID 控制算法的使用过程中，必须考虑采样周期 T_s 对系统的影响。香农采样定理从理论上给出了采样周期的上限，即 $T_s<\pi/\omega_{max}$，其中 ω_{max} 是连续信号的最大频谱。从控制性能考虑，采样周期应尽可能短，这样不仅控制效果好，而且可采用模拟 PID 控制参数的整定方法。但采样周期越短，对计算机的运行速度和存储容量要求越高。从执行机构的特性要求来看，由于过程控制系统常采用气动或电动调节阀，其响应速度较低，如果采样周期过短，执行机构来不及响应，则无法达到控制目的，所以采样周期也不能过短。

另外，采样周期的选择还应考虑被控对象的特性，即时间常数 T 和纯滞后时间 τ。当纯滞后时间 $\tau=0$ 或 $\tau<0.5T$ 时，可选 $T_s=0.1T\sim0.2T$；当 $\tau>0.5T$ 时，可选 $T_s\approx\tau$。

有时也可根据被控对象的类型选择采样周期 T_s，见表 3-1。

实际中采样周期的最终选定除了进行上述考虑外，还要通过现场试验确定最合适的采样

周期。

表 3-1　根据被控对象类型选择采样周期

被控对象类型	流量	压力	液位	温度	成分
采样周期范围/s	1 ~ 5	3 ~ 10	5 ~ 8	10 ~ 20	15 ~ 30
常用采样周期/s	1	5	5	15	20

3.8　改进的 PID 控制算法

数字控制算法是由程序来实现的，所以在模拟控制中难以实现的功能在此很容易完成。为了适应不同被控对象和控制系统的要求，进一步改善系统的性能和控制品质，可在理想的 PID 算法基础上进行修改，以构成各种改进的 PID 控制算法。

3.8.1　积分分离 PID 控制算法

在理想 PID 控制算法中，积分的主要目的是为了消除静差，提高系统的控制精度。但在过程的启、停或大幅度增减设定值时，由于短时间内出现的大偏差，会造成 PID 算法的积分累积，引起系统较大的超调，甚至导致系统大的振荡。为此，可采用积分分离 PID 控制算法。

积分分离 PID 控制算法的基本思路是，当系统的偏差较大时，取消积分作用，以免由于积分作用使系统的稳定性降低，超调量增大，直至偏差小于一定值后，才引入积分控制，以消除系统的静差，提高系统的控制精度。

积分分离 PID 控制算法的表达式为

$$u(k) = K_P e(k) + \beta K_I \sum_{i=0}^{k} e(\mathrm{i}) + K_D \frac{e(k) - e(k-1)}{T_s} \tag{3-28}$$

式中　T_s——采样周期；

β——积分分离的开关系数，$\beta = \begin{cases} 1 & |e(k)| \leqslant \varepsilon \\ 0 & |e(k)| > \varepsilon \end{cases}$，$\varepsilon$ 值的确定要根据实际系统来定。若 ε 值过大，则达不到积分分离的目的；若 ε 值过小，则会导致系统无法进入积分区，会使系统出现余差。

当 $|e(k)| > \varepsilon$ 时，采用 PD 控制，即可避免系统产生大的超调量，又可使系统有较快的响应；$|e(k)| \leqslant \varepsilon$ 时，系统采用 PID 控制，以保证系统的控制精度。

假设被控对象为具有时延的惯性环节 $G_0(s) = \mathrm{e}^{-80s}/(60\mathrm{s}+1)$，系统的采样周期为 20s，延迟时间为 4 个采样周期，则被控对象离散化为

$$y(k) = -\mathrm{den}(2)y(k-1) + \mathrm{num}(2)u(k-5)$$

采样积分分离式 PID 控制器进行响应，对积分分离式 PID 控制算法进行改进，采用分段积分分离方式，即根据误差绝对值的不同采用不同的积分强度。仿真中输入信号为 $r(k) = 40$，控制器输出限制在[−110,110]内，其阶跃响应的如图 3-25 所示。



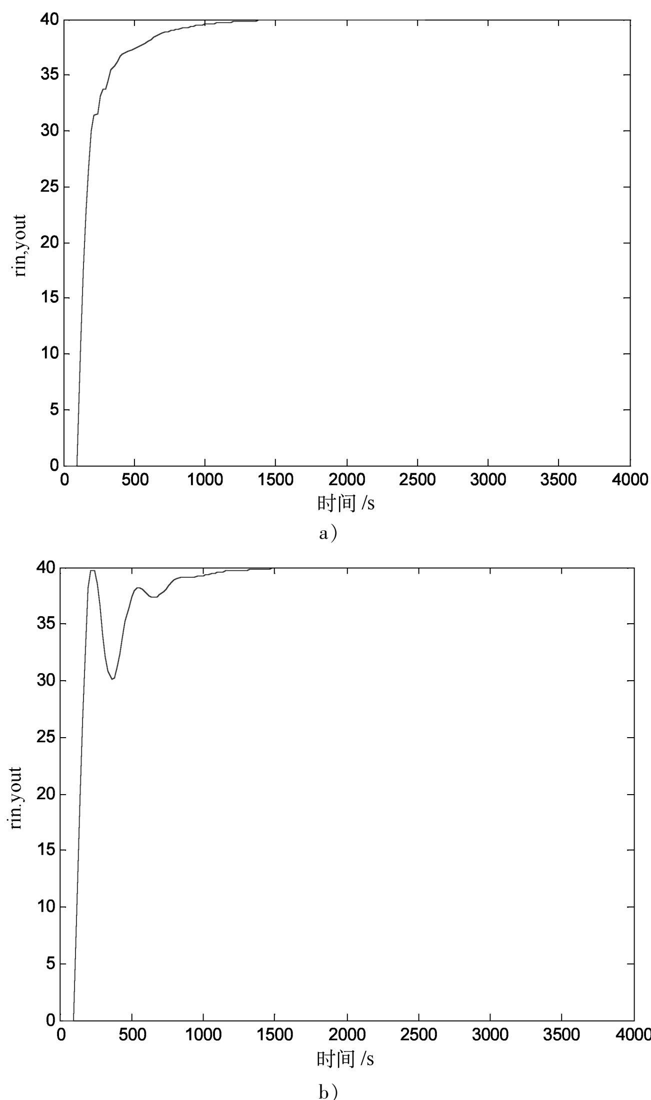


图 3-25　控制系统阶跃响应曲线

a）采用积分分离式 PID 的阶跃响应曲线　b）采用普通 PID 的阶跃响应曲线

```
%积分分离式 PID
%采样时间
ts =20;
%被控对象离散化
sys = tf([1],[60,1],'inputdelay',80);
dsys = c2d(sys,ts,'zoh');
[num,den] = tfdata(dsys,'v');
u _1 =0;u _2 =0;u _3 =0;u _4 =0;u _5 =0;
y _1 =0;y _2 =0;y _3 =0;
error _1 =0;error _2 =0;
ei =0;
```




```
for k = 1:1:200
    time(k) = k * ts;
    %离散化对象
    yout(k) = -den(2) * y_1 + num(2) * u_5;
    %I separation
    rin(k) = 40;
    error(k) = rin(k)-yout(k);
    ei = ei + error(k) * ts;
    M = 1;  %通过在此处改变 M 取值来选择是用普通 PID 或积分分离 PID
          if M == 1                    %采用分段积分分离方式
           if abs(error(k)) >= 30&abs(error(k)) <= 40
               beta = 0.3;
           elseif abs(error(k)) >= 20&abs(error(k)) <= 30
               beta = 0.6;
           elseif abs(error(k)) >= 10&abs(error(k)) <= 20
               beta = 0.9;
           else
               beta = 1.0;
          end
     elseif M == 2          %不采用积分分离方式
          beta = 1.0;
     end
     kp = 0.80;
     ki = 0.005;
     kd = 3.0;
     u(k) = kp * error(k) + kd * (error(k)-error_1)/ts + beta * ki * ei;
     %控制器的输出限制
     if u(k) >= 110
         u(k) = 110;
     end
     if u(k) <= -110
         u(k) = -110;
     end
     u_5 = u_4;u_4 = u_3;u_3 = u_2;u_2 = u_1;u_1 = u(k);
     y_3 = y_2;y_2 = y_1;y_1 = yout(k);
        error_2 = error_1;
     error_1 = error(k);
end
plot(time,rin,'b',time,yout,'r');
xlabel('time(s)');ylabel('rin,yout');
```

从仿真结果可以看到，采用积分分离 PID 控制算法，系统的控制效果有很大的改善。值得注意，为保证引入积分作用后系统的稳定性不变，在积分投入作用的同时，可将比例系数



K_P 作相应的变化(K_P 应减小)。另外，应根据具体对象及要求来确定分离值 β，β 过大达不到积分分离的目的，β 过小则导致系统无法进入积分区。

同样采用 Simulink 模块实现积分分离 PID 控制，如图 3-26 所示。

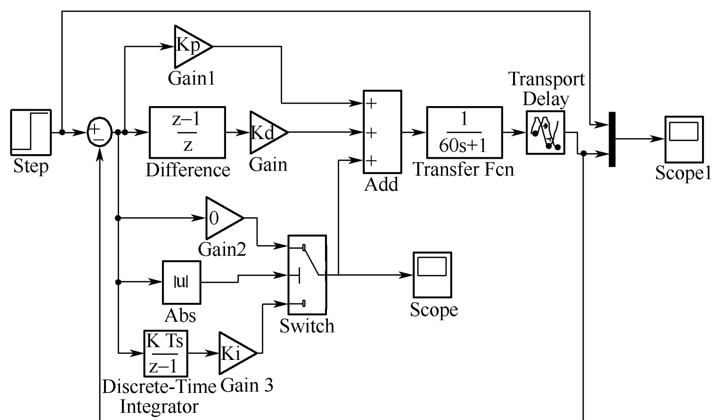


图 3-26　积分分离 PID 控制 Simulink 仿真图

3.8.2　抗积分饱和 PID 控制算法

为防止积分饱和现象的出现，可采用抗积分饱和算法。该算法的思路是，在计算 $u(k)$ 时，首先要判断上一时刻的控制量 $u(k-1)$ 是否已超出限制范围，若 $u(k)>u_{max}$，则只累加负偏差；若 $u(k)<u_{max}$，则只累加正偏差，这样可以避免控制量长时间停留在饱和区。

假设被控对象为 $G(s)=625000/(s^3+87.5s^2+12500s)$，采样周期为 1ms，输入信号为 $r(t)=30$，采用抗积分饱和算法进行离散系统阶跃响应，仿真结果如图 3-27 所示；采用普

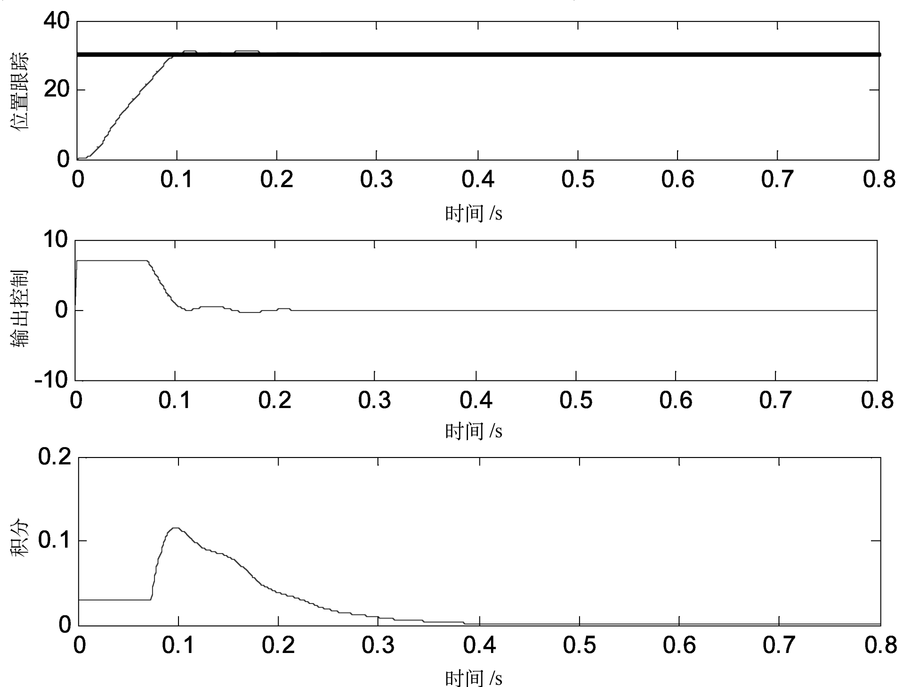


图 3-27　抗积分饱和 PID 阶跃响应曲线



通 PID 算法进行离散系统阶跃响应，仿真结果如图 3-28 所示。饱和值设定为 7。

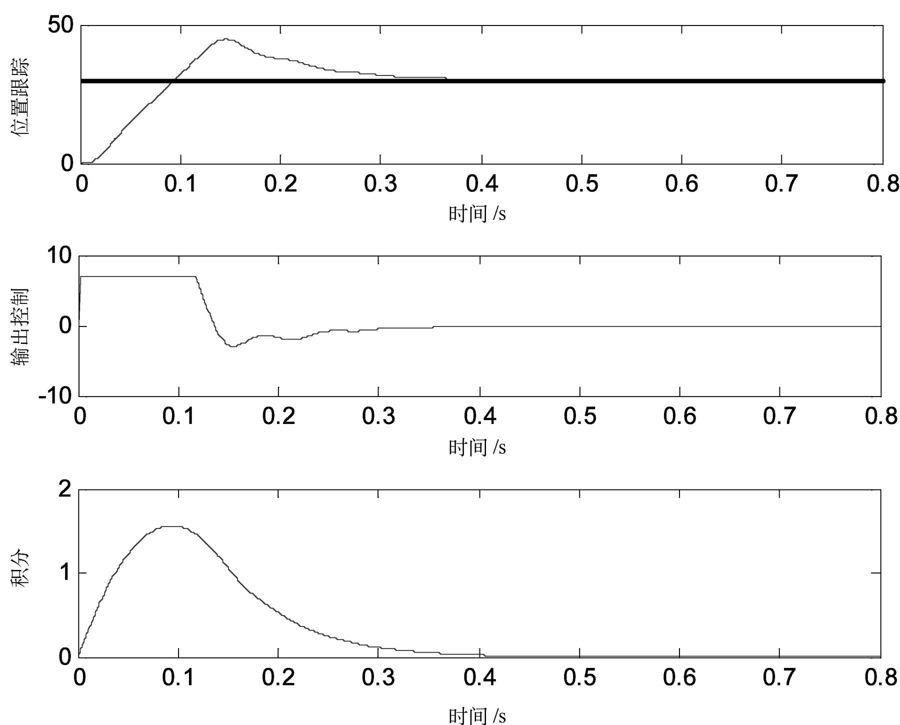


图 3-28　普通 PID 阶跃响应曲线

```
%抗积分饱和 PID
clear all;
close all;
%采样时间
ts=0.001;
%被控对象离散化
sys=tf(625000,[1,87.5,12500,0]);
dsys=c2d(sys,ts,'z');
[num,den]=tfdata(dsys,'v');
u_1=0.0;u_2=0.0;u_3=0.0;
y_1=0;y_2=0;y_3=0;
x=[0,0,0]';
error_1=0;
um=7;
kp=0.85;ki=9.0;kd=0.0;
rin=30;
for k=1:1:800
    time(k)=k*ts;
    u(k)=kp*x(1)+kd*x(2)+ki*x(3);   % PID 控制器
      if u(k)>=um
```



```
        u(k) = um;
    end
    if u(k) < = - um
        u(k) = - um;
    end
    %离散化对象
    yout(k) = -den(2) * y_1-den(3) * y_2-den(4) * y_3 + num(2) * u_1 + num(3) * u_2 + num(4) *
u_3;
    error(k) = rin-yout(k);
    M = 1;
    if M == 1    %抗饱和积分 PID
         if u(k) > = um
             if error(k) > 0
                 alpha = 0;
             else
                 alpha = 1;
             end
         elseif u(k) < = -um
             if error(k) > 0
                 alpha = 1;
             else
                 alpha = 0;
             end
         else
             alpha = 1;
         end
     elseif M = = 2    %普通 PID
         alpha = 1;
     end
         u_3 = u_2;u_2 = u_1;u_1 = u(k);
     y_3 = y_2;y_2 = y_1;y_1 = yout(k);
     error_1 = error(k);
        x(1) = error(k);
     x(2) = (error(k)-error_1)/ts;
     x(3) = x(3) + alpha * error(k) * ts;
xi(k) = x(3);
end
figure(1);
subplot(311);
plot(time,rin,'b',time,yout,'r');
xlabel('time(s)');ylabel('Position tracking');
subplot(312);
```

```
plot(time,u,'r');
xlabel('time(s)');ylabel('Controller output');
subplot(313);
plot(time,xi,'r');
xlabel('time(s)');ylabel('Integration');
```

3.8.3　梯形积分 PID 控制算法

理想 PID 控制算法中积分的作用是消除余差。为减小余差，应提高积分项的运算精度，为此，可将矩形积分改为梯形积分，积分项的计算公式为

$$\int_0^t e(t)\,\mathrm{d}t = \sum_{i=0}^{k} \frac{e(i) + e(i-1)}{2} T_s \tag{3-29}$$

3.8.4　变速积分 PID 控制算法

在理想 PID 控制算法中，由于积分系数 K_I 是常数，所以系统在整个过程中，积分增量不变。而系统对积分项的要求是，系统偏差大时积分作用应减弱甚至消除，而在偏差小时积分作用应加强。变速积分的思想是设法改变积分项的累加速度，使其与偏差大小相对应：偏差越大，积分越慢；偏差越小，积分越快。

设置系数 $f[e(k)]$，它是偏差 $e(k)$ 的函数，当 $|e(k)|$ 增大时，f 减小；而当 $|e(k)|$ 减小时，f 增大。系数 f 与偏差的关系可以是线性的或非线性的，常可设为

$$f[e(k)] = \begin{cases} 1 & |e(k)| \leqslant B \\ \dfrac{A - |e(k)| + B}{A} & B < |e(k)| \leqslant A + B \\ 0 & |e(k)| > A + B \end{cases} \tag{3-30}$$

式中　A 和 B——根据被控对象的特点和系统的性能指标要求来确定。

$|e(k)|$ 小于 B 时，全速积分；$|e(k)|$ 在 B 与 $A+B$ 之间时，部分积分，且积分值的大小随 $|e(k)|$ 的大小而变化。

变速积分 PID 控制算法为

$$u(k) = K_P e(k) + K_I \left\{ \sum_{i=0}^{k-1} e(i) + f[e(k)]e(k) \right\} T_s + K_D \frac{e(k) - e(k-1)}{T_s} \tag{3-31}$$

设被控对象为一阶惯性加滞后，即

$$G(s) = \frac{1}{60s+1} e^{-80s}$$

采样周期为 20s，延迟时间为 4 个采样周期，取 $K_P = 0.45$、$K_D = 12$、$K_I = 0.0048$、$A = 0.4$、$B = 0.6$，采用变速积分 PID 控制算法时系统的阶跃响应曲线如图 3-29 所示；采用普通 PID 控制算法时系统的阶跃响应曲线如图 3-30 所示。



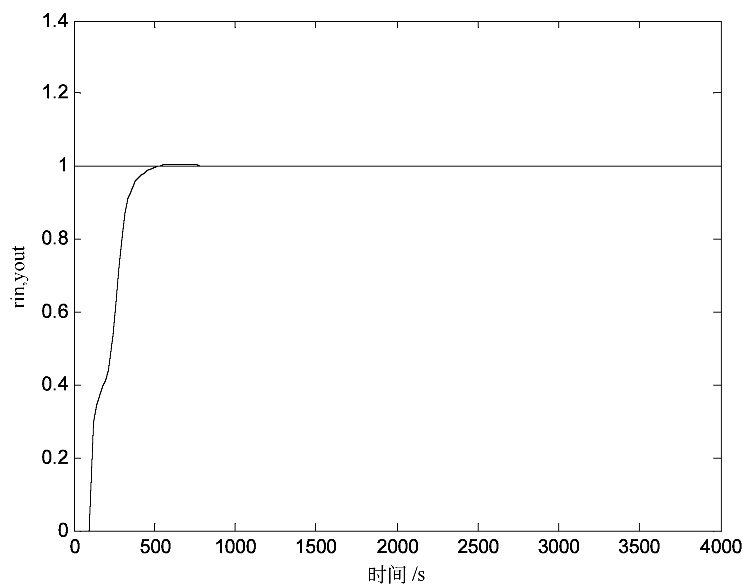


图 3-29　变速积分 PID 阶跃响应曲线

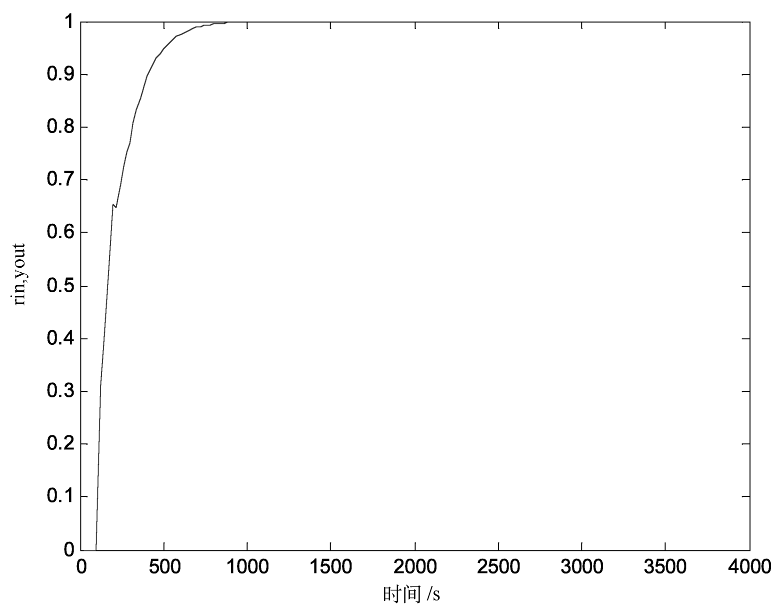


图 3-30　普通 PID 阶跃响应曲线

```
%变速积分 PID
clear all;
close all;
%采样时间
ts = 20;
%被控对象离散化
sys = tf([1],[60,1],'inputdelay',80);
```




```
dsys = c2d(sys,ts,'zoh');
[num,den] = tfdata(dsys,'v');
u_1 =0;u_2 =0;u_3 =0;u_4 =0;u_5 =0;
y_1 =0;y_2 =0;y_3 =0;
error_1 =0;error_2 =0;
ei =0;
for k = 1:1:200
    time(k) = k * ts;
    rin(k) = 1.0;
    %离散化对象
    yout(k) = -den(2) * y_1 + num(2) * u_5;
     error(k) = rin(k)-yout(k);
    kp = 0.45;kd = 12;ki = 0.0048;
    A = 0.4;B = 0.6;
    %梯形积分计算式
    ei = ei + (error(k) + error_1)/2 * ts;
    M = 1;
          if M = = 1       %变速积分 PID
         if abs(error(k)) < = B
             f(k) = 1;
         elseif abs(error(k)) > B&abs(error(k)) < = A + B
             f(k) = (A-abs(error(k)) + B)/A;
         else
             f(k) = 0;
         end
     elseif M = = 2    %普通 PID
         f(k) = 1;
     end
     u(k) = kp * error(k) + kd * (error(k)-error_1)/ts + ki * f(k) * ei;
     if u(k) > = 10
          u(k) = 10;
     end
     if u(k) < = -10
          u(k) = -10;
     end
      u_5 = u_4;u_4 = u_3;u_3 = u_2;u_2 = u_1;u_1 = u(k);
     y_3 = y_2;y_2 = y_1;y_1 = yout(k);
         error_2 = error_1;
     error_1 = error(k);
end
plot(time,rin,'b',time,yout,'r');
xlabel('time(s)');ylabel('rin,yout');
```



3.8.5 微分先行 PID 控制算法

在 PID 控制中，微分的引入可改善系统的动态特性，但同时也容易引起高频干扰，在偏差信号突变时尤其显出微分的不足。

微分先行 PID 控制的思想是只对系统的输出变量 $y(k)$ 进行微分，而对给定值 $r(k)$ 不进行微分。这样，在改变给定值时，由于输出变化比较缓和，所以不致引起系统大的振荡。

微分先行 PID 控制系统结构图如图 3-31 所示。

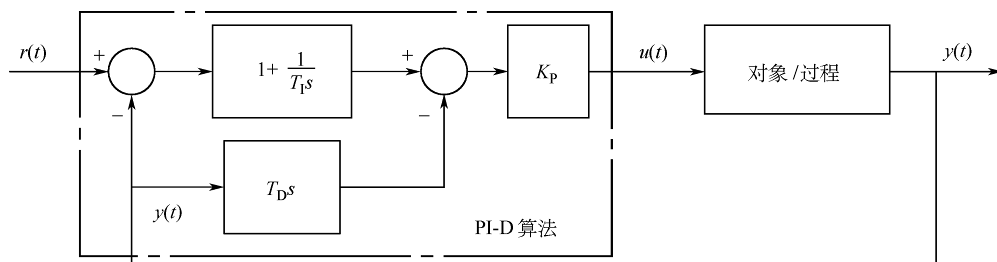


图 3-31 微分先行 PID 控制的结构图

微分先行 PID 控制特别适用于系统频繁升降的场合，可以避免给定值升降时引起的系统振荡，大大改善系统的动态特性。

设被控对象为一阶惯性加滞后，即

$$G(s)=\frac{1}{60s+1}e^{-80s}$$

输入信号为带有高频干扰的方波信号，即

$$r(t)=1.0\mathrm{sgn}[\sin(0.0005\pi t)+0.05\sin(0.03\pi t)]$$

采样周期为 20s，延迟时间为 4 个采样周期，取 $K_P=0.36$，$K_D=14$，$K_I=0.002$。采用微分先行 PID 控制算法系统的阶跃响应曲线如图 3-32 所示，采用普通 PID 控制系统的阶跃响应

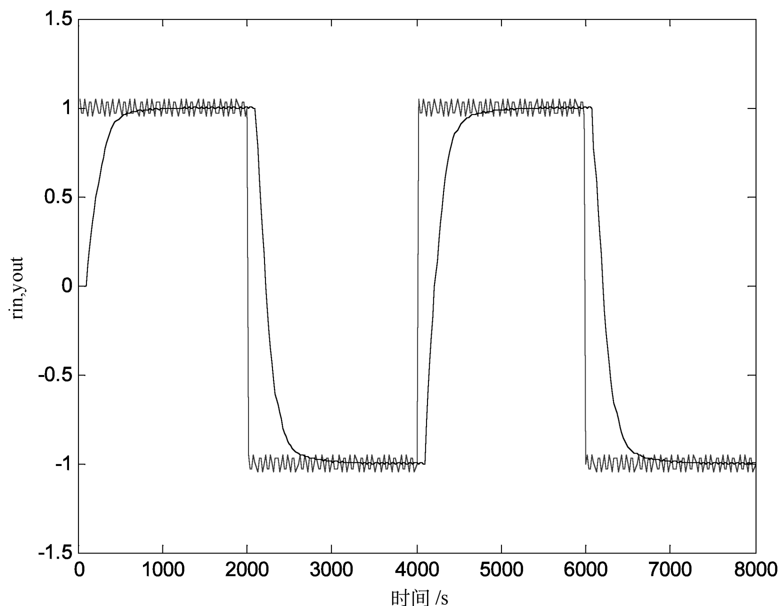


图 3-32 微分先行 PID 控制方波响应和控制器输出



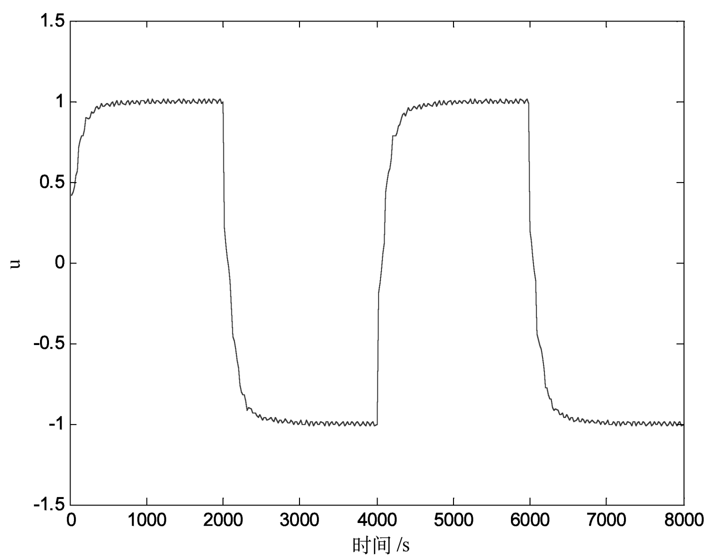


图 3-32　微分先行 PID 控制方波响应和控制器输出(续)

曲线如图 3-33 所示。

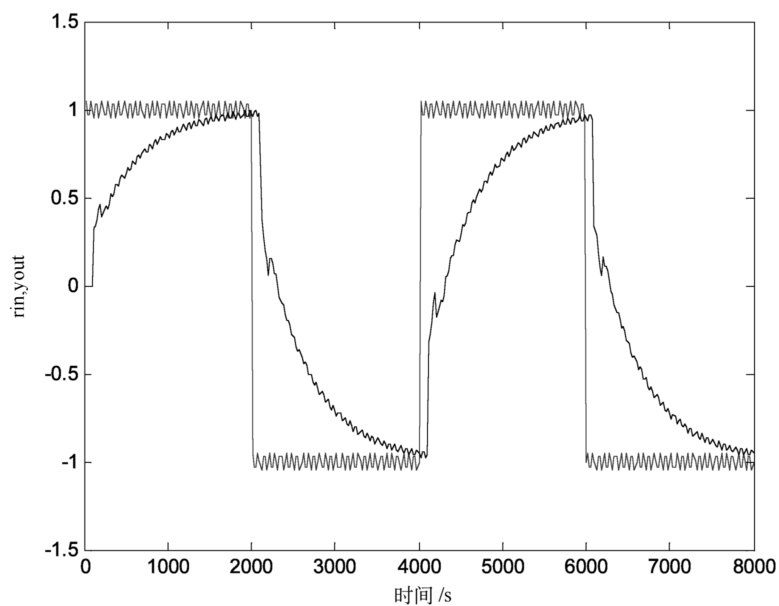


图 3-33　普通 PID 控制方波响应和控制器输出



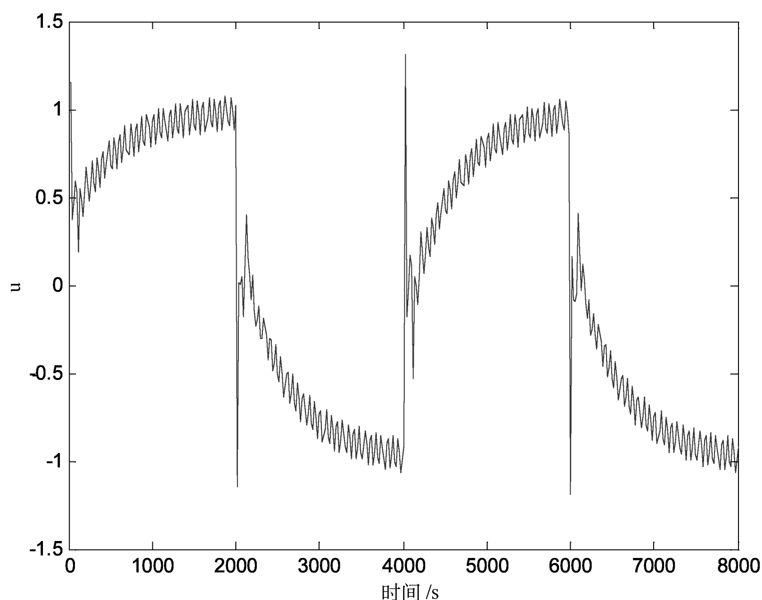


图 3-33　普通 PID 控制方波响应和控制器输出(续)

```
% 微分先行 PID
clear all;
close all;
% 采样时间
ts = 20;
% 被控对象离散化
sys = tf([1],[60,1],'inputdelay',80);
dsys = c2d(sys,ts,'zoh');
[num,den] = tfdata(dsys,'v');
u_1 = 0;u_2 = 0;u_3 = 0;u_4 = 0;u_5 = 0;
ud_1 = 0;
y_1 = 0;y_2 = 0;y_3 = 0;
error_1 = 0;error_2 = 0;
ei = 0;
for k = 1:1:400
    time(k) = k * ts;
    % 离散化对象
    yout(k) = -den(2) * y_1 + num(2) * u_5;
    kp = 0.36; kd = 14; ki = 0.002;
    rin(k) = 1.0 * sign(sin(0.0005 * pi * k * ts));
    rin(k) = rin(k) + 0.05 * sin(0.03 * pi * k * ts);
```

```
    error(k) = rin(k)-yout(k);
    ei = ei + error(k) * ts;
    gama = 0.50;
    Td = kd/kp;
    Ti = 0.5;
    c1 = gama * Td/(gama * Td + ts);
    c2 = (Td + ts)/(gama * Td + ts);
    c3 = Td/(gama * Td + ts);
    M = 1;
    if M == 1      %采用微分先行 PID
       ud(k) = c1 * ud_1 + c2 * yout(k)-c3 * y_1;
       u(k) = kp * error(k) + ud(k) + ki * ei;
    elseif M == 2      %采用普通 PID
       u(k) = kp * error(k) + kd * (error(k)-error_1)/ts + ki * ei;
    end
    if u(k) >= 110
       u(k) = 110;
    end
    if u(k) <= -110
       u(k) = -110;
    end
    u_5 = u_4;u_4 = u_3;u_3 = u_2;u_2 = u_1;u_1 = u(k);
    y_3 = y_2;y_2 = y_1;y_1 = yout(k);
        error_2 = error_1;
    error_1 = error(k);
end
figure(1);
plot(time,rin,'r',time,yout,'b');
xlabel('time(s)');ylabel('rin,yout');
figure(2);
plot(time,u,'r');
xlabel('time(s)');ylabel('u');
```

3.8.6　比例先行 I-PD 控制算法

比例先行 I-PD 控制算法的表达式为

$$u(t) = u_0 + K_P\left[-y(t) + \frac{1}{T_I}\int_0^t e(\tau)\mathrm{d}\tau + T_D\frac{\mathrm{d}y(t)}{\mathrm{d}t}\right] \tag{3-32}$$

其对应系统的结构图如图 3-34 所示。

从图 3-34 上看，针对 $y(t)$，为标准的 PID 运算；针对 $r(t)$，仅仅为积分运算。所以称作 I-PD 控制。

I-PD 控制的等效结构图如图 3-35 所示。



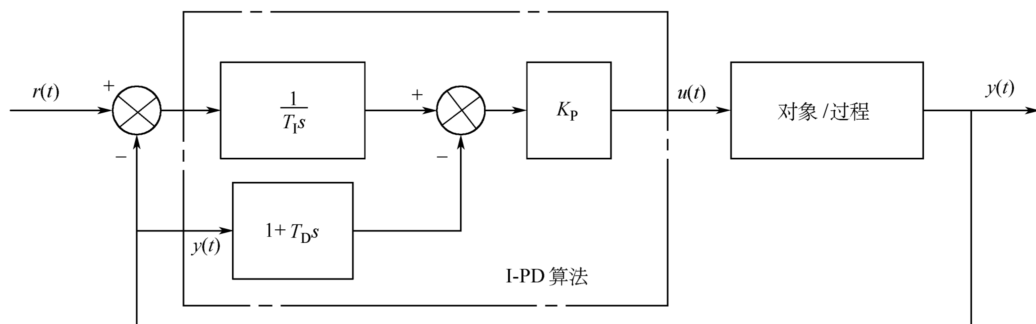


图 3-34　比例先行 I-PD 控制结构图

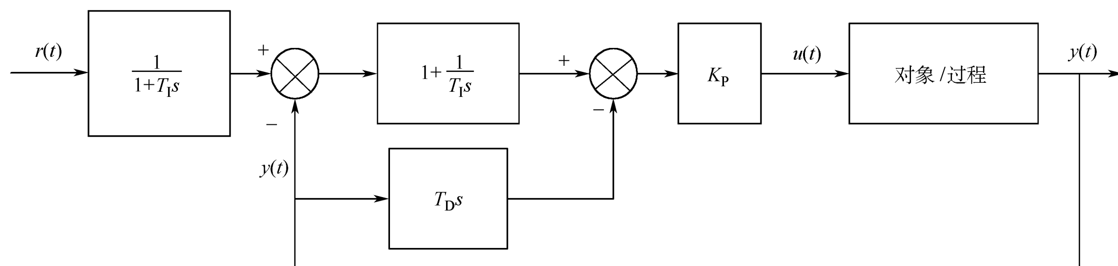


图 3-35　I-PD 控制的等效结构图

3.8.7　带有死区的 PID 调节器

带有死区的 PID 调节器基本思想：一旦计算出的控制量 $u(k)$ 进入饱和区，一方面对控制量输出值限幅；另一方面增加判别程序，算法中只执行削弱积分饱和项的积分运算，而停止增大积分饱和项的运算。

在控制精度要求不高的场合，能减少由于频繁动作引起的振荡和能量消耗。其控制算式为

$$e(k)=\begin{cases} e(k) & |e(k)|>A \\ 0 & |e(k)|<A \end{cases}$$

式中　　A——一个可调参数，其具体值根据实际被控对象来定。A 值过小，会使系统动作频繁，达不到稳定被控对象的目的；若 A 值过大，则系统将产生较大的滞后。

3.9　PID 调节器参数的工程整定

当控制系统中的被控对象、检测变送器、执行器和控制方案都已经确定，系统的控制品质就取决于调节器各个参数值的设定，PID 调节器参数的整定就是确定最佳过渡过程中调节器的比例度 δ(或比例系数 K_P)、积分时间常数 T_I、微分时间常数 T_D 的具体数值。

对于离散控制系统，PID 调节器的参数除了整定 K_P、T_I、T_D 外，还需要考虑采样周期 T_s 的选择。目前常采用的参数整定方法有：

1）理论整定法：常见的对数频率特性法、根轨迹法等，这些方法均需要获取被控对象的动态特性，而且比较费时，因而在实际工程中不多采用。



2）工程整定法：常见的有经验凑试法、衰减曲线法、临界比例度法、响应曲线法等，它们不需要获取被控对象的精确动态特性，而直接在闭环控制系统中进行参数整定，方法简单、方便，适合在工程上使用。

3.9.1　PID 调节器参数整定的原则

1. 根据对控制系统稳定运行准则

控制系统的首要要求是系统的稳定性，所有参数的确定必须保证系统能运行正常且具有一定的稳定裕度。通常，可取衰减比作为稳定性指标，对于随动控制系统，常取衰减比为 10∶1；定值控制系统衰减比为 4∶1。图 3-36 为随动系统和定值系统在不同衰减比下的响应

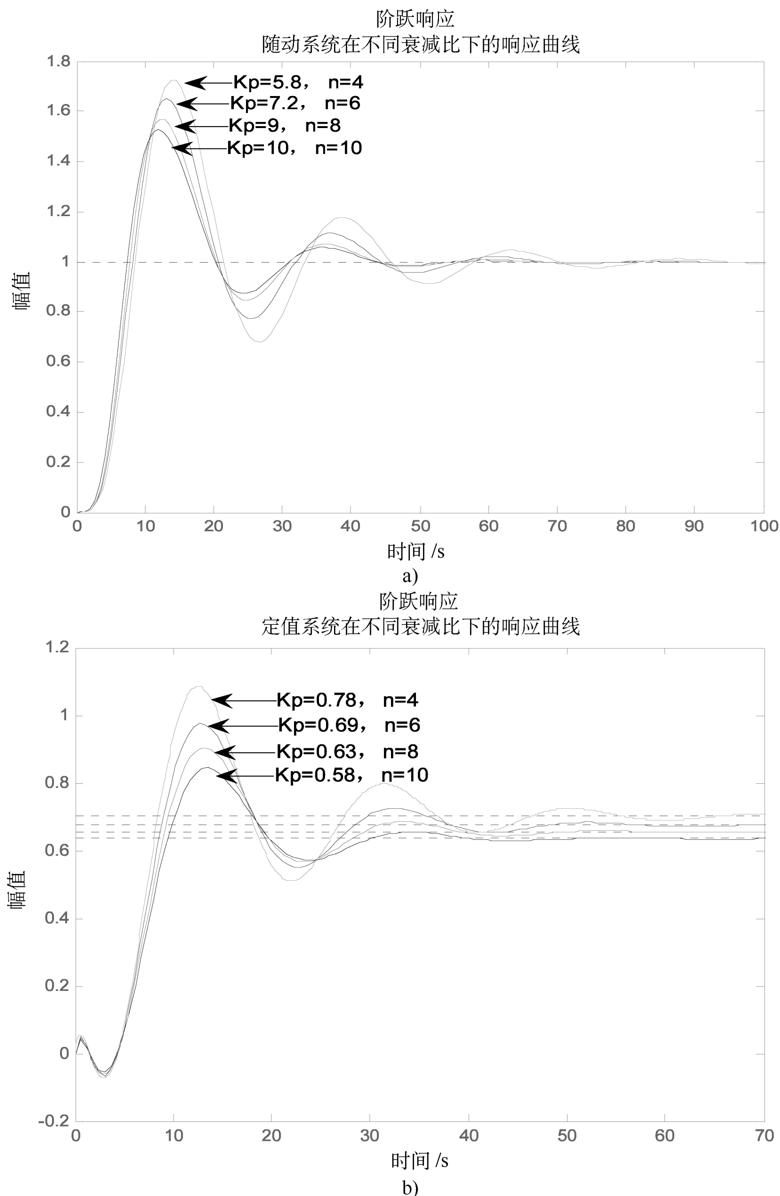


图 3-36　随动系统和定值系统在不同衰减比下的响应曲线



曲线，从图中可以看到，随动系统的 $[y(\infty)-y(0)]$ 值较大，即使衰减比较小，系统的超调量仍较大。所以，适合取 $n=10:1$，最短时间控制系统的过渡过程无振荡。定值控制系统的 $y(\infty)$ 与 $y(0)$ 相等或相近，采用 $n=4:1$ 的衰减比可使系统的过渡过程快些，系统的动态偏差小些。

2. 根据被控对象广义的动态参数 τ/T

τ/T 值越大，表明系统的纯滞后越严重，控制系统越不容易稳定。此时，应减小系统的比例值，以保证系统的稳定性，同时，T_I/τ 和 T_D/τ 应合适，通常 $T_I=2\tau$，$T_D=0.5\tau$。

3. 根据 PID 参数对系统动、静态特性的影响

在 PID 控制中，比例度过小，即比例放大系数过大时，比例控制作用很强，系统有可能产生振荡；积分时间常数过小时，积分控制作用很强，易引起振荡；微分时间常数过大时，微分控制作用过强，易产生振荡。另外，PID 控制中，比例作用是最基本的控制作用，积分作用消除余差，微分作用预测控制，但对高频噪声不利。

4. 根据系统的性能指标要求

PID 调节器参数整定过程中，需要通过能反映系统控制品质的性能指标来衡量参数整定是否达到最佳过渡过程。性能指标可以是单项控制指标，如超调量或最大偏差、衰减比、余差及过渡过程时间等。另外，也可采用综合性能指标，如 IAE（绝对误差积分）、ISE（二次方误差积分）、ITAE（时间乘以误差绝对值积分）等。

3.9.2 PID 调节器工程整定法的特点

1）不需要事先知道被控过程的数学模型，直接在被控系统中进行现场整定；

2）调节器参数整定方法简单、计算简便、易于掌握。虽然它们的整定是一种近似的经验方法，但相当实用。

3.9.3 PID 调节器参数的工程整定

PID 调节器参数的工程整定指确定 PID 调节器的比例度 δ、积分时间常数 T_I、微分时间常数 T_D 和采样周期 T_s 的具体数值。参数整定的实质是通过调节调节器的参数，使控制系统的动、静态特性得以改善，获得最佳的控制效果。

3.9.3.1 现场凑试法

它是根据经验先将调节器的参数设置在某些数值上，然后直接在闭合的控制系统中通过改变给定值和施加扰动信号，观测系统的输出响应曲线和扰动响应曲线的形状，根据 δ、T_I 和 T_D 对控制系统的影响规律、现场凑试调整相应的参数，直到获得满意的动、静态特性为止。

根据经验，不同被控对象下调节器参数的参考范围见表 3-2。

表 3-2 不同控制系统调节器参数的经验值

被控系统	调节器类型	参数		
		比例度 δ(%)	积分时间 T_I/min	微分时间 T_D/min
温度	对象容量滞后较大，δ 应小，T_I 较大，适当加 T_D	20～60	3～10	0.5～3
流量	对象时间常数小，参数波动较大，δ% 应大，T_I 较小，一般不加微分	40～100	0.1～1	—



（续）

被 控 系 统	调节器类型	参　　数		
		比例度 δ(%)	积分时间 T_I/min	微分时间 T_D/min
压力	对象的容量滞后不大，一般不加微分	30 ~ 70	0.4 ~ 3	—
液位	对象时间常数变化范围较大，系统要求不高时，δ% 可在一定范围内选择，一般不加微分	20 ~ 80	—	—

通常凑试的过程是按照先比例(P)、再积分(I)、最后微分(D)的顺序。具体步骤为：

1）先置调节器积分时间 $T_I = \infty$，微分时间 $T_D = 0$，在比例度 δ 按经验值设置的初值条件下，将系统投入运行，整定比例度 δ。求得满意的 4∶1(定值控制系统)或 10∶1(随动控制系统)的过渡过程响应曲线。

2）引入积分作用(此时应将上述比例度 δ 加大 10% ~20%)，将 T_I 由大到小进行整定。

3）若需引入微分作用时，则将 T_D 按经验值或按 $T_D = (1/3 \sim 1/4)T_I$ 设置，并由小到大加入。

这种方法简单、方便、可靠，对响应曲线较不规则的控制系统、外界干扰频繁的系统比较适合，但这种方法主要靠经验，参数凑试较费时间。

3.9.3.2　动态特性参数法

以广义被控对象阶跃响应为依据，根据经验公式求取 PID 调节器的最佳参数整定值。这是一种开环的整定方法，由齐格勒-尼科尔斯(Ziegler-Nichols)提出。

在系统开环并处于稳定的情况下，给系统输入一个阶跃信号，测量系统的输出响应曲线，一般的响应曲线如图 3-37 所示，该曲线也可采用曲线拟合法得到。

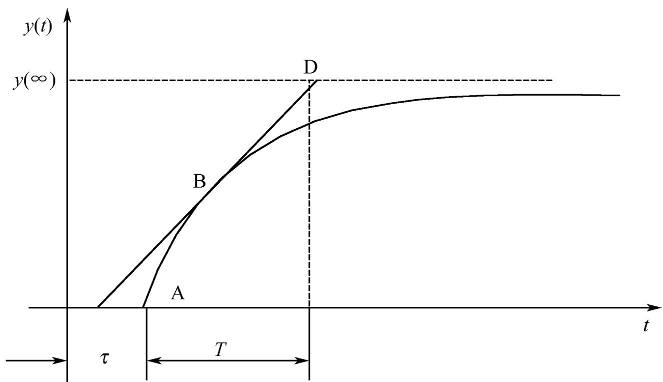


图 3-37　被控对象的阶跃响应曲线

将广义对象用一阶惯性加纯滞后来近似，即广义对象的数学模型为

$$G_0(s) = \frac{K}{Ts+1}e^{-\tau s} \tag{3-33}$$



被控对象的增益 $K=[\Delta y/(y_{max}-y_{min})]/[\Delta u/(u_{max}-u_{min})]$，时间常数 T 和时滞 τ 如图 3-37 所示。

齐格勒-尼科尔斯(Ziegler-Nichols)法控制器参数整定见表 3-3。

表 3-3　Ziegler-Nichols 控制器参数整定

控 制 规 律	比例度 δ	积分时间 T_I/min	微分时间 T_D/min
P	$K\tau/T$	—	—
PI	$1.1K\tau/T$	3.3τ	—
PID	$0.85K\tau/T$	2.2τ	0.5τ

后来不断改进，总结出一些计算控制器最佳参数整定公式，如柯恩-库恩(Cohen-Coon)整定见表 3-4。

表 3-4　Cohen-Coon 控制器参数整定

控 制 规 律	比例度 $\delta(K_P)$	积分时间 T_I/min	微分时间 T_D/min
P	$\frac{T}{K\tau}\left(1+\frac{\tau}{3T}\right)$	—	—
PI	$\frac{T}{K\tau}\left(0.9+\frac{\tau}{12T}\right)$	$\tau\left(\frac{30+3\tau/T}{9+20\tau/T}\right)$	—
PID	$\frac{T}{K\tau}\left(\frac{4}{3}+\frac{\tau}{4T}\right)$	$\tau\left(\frac{32+6\tau/T}{13+8\tau/T}\right)$	$\tau\left(\frac{4}{11+2\tau/T}\right)$

例如假定广义被控对象的传递函数如下：

$$G(s)=\frac{1}{(s+1)(2s+1)(5s+1)(10s+1)}$$

试采用动态特性参数法整定 P、PI、PID 控制器的参数。

M 函数程序：

```
%用动态特性参数法确定 P、PI、PID 调节器的参数
%采用曲线拟合法,可近似得到广义对象的一阶惯性加纯滞后对象的参数
num=1;
den=conv(conv([1,1],[2,1]),conv([5,1],[10,1]));
Go=tf(num,den);     %原系统
k=1.0322;T=14.1229;L=5.4992;
G0=tf(k,[T 1]);
[np,dp]=pade(L,2);Gp=tf(np,dp);
G=G0*Gp;  %近似模型
figure(1),hold on
step(Go)
step(G)
%采用 Ziegler-Nichols 控制器参数整定 PI 调节器
```




```
Kp1 = 1/0.442;Ti1 = 18.15;
Gc1 = tf(Kp1 * [1,1/Ti1],[1,0]);
G_c1 = feedback(G * Gc1,1);
figure(2),
step(G_c1)
% 采用 Cohen-Coon 控制器参数整定 PI 调节器
Kp2 = 2.32;Ti2 = 10.2;
Gc2 = tf(Kp2 * [1,1/Ti2],[1,0]);
G_c2 = feedback(G * Gc2,1);
figure(3),
step(G_c2)
```

采用曲线拟合法，得拟合曲线如图 3-38 所示，由此可近似得到广义被控对象的一阶惯性加纯滞后对象数学模型的参数为 $K=1.0322$，$T=14.1229\text{s}$，$\tau=5.4992\text{s}$。

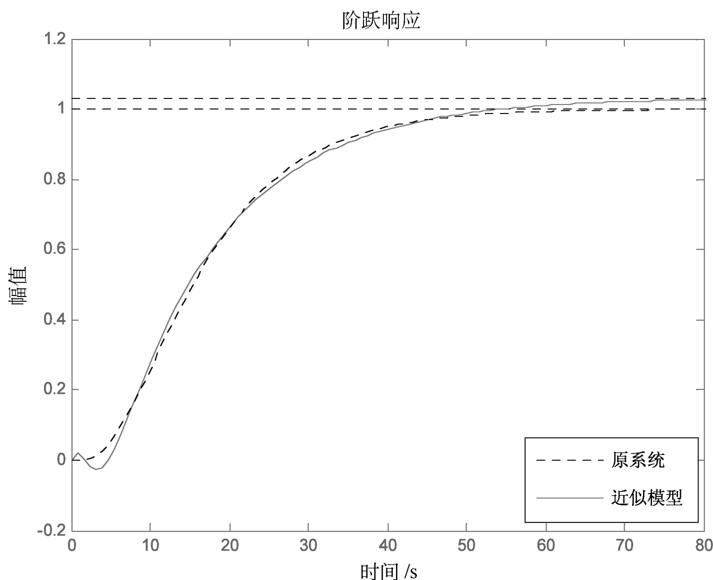


图 3-38　广义对象及近似一阶惯性加纯滞后对象的开环响应曲线

采用 Ziegler-Nichols 控制器参数整定得：PI 调节器的 $\delta\%=44.2\%$，积分时间 $T_I=18.15\text{s}$，系统的单位阶跃响应曲线如图 3-39 所示，系统的最大超调量为 30%，峰值时间为 17s，过渡过程时间为 58s。

采用 Cohen-Coon 控制器参数整定法得：PI 调节器的参数 $K_P=2.32$，$\delta\%=43.1\%$，积分时间常数 $T_I=10.2\text{s}$，系统的单位阶跃响应曲线如图 3-40 所示，系统的最大超调量为 61%，峰值时间为 17.3s，过渡过程时间为 82s。

3.9.3.3　临界比例度法

临界比例度法是一种闭环的参数整定方法。它是基于纯比例控制系统临界振荡的试验数据——临界比例带 δ_k 和临界振荡周期 T_k。采用一些经验公式，获取控制器的最佳参数整定值，具体整定步骤如下：



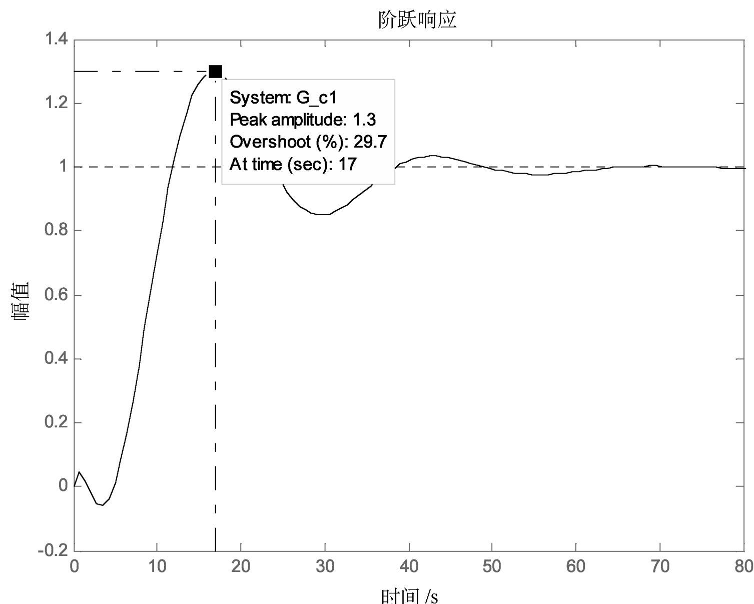


图 3-39　Ziegler-Nichols 参数整定下系统的单位阶跃响应曲线

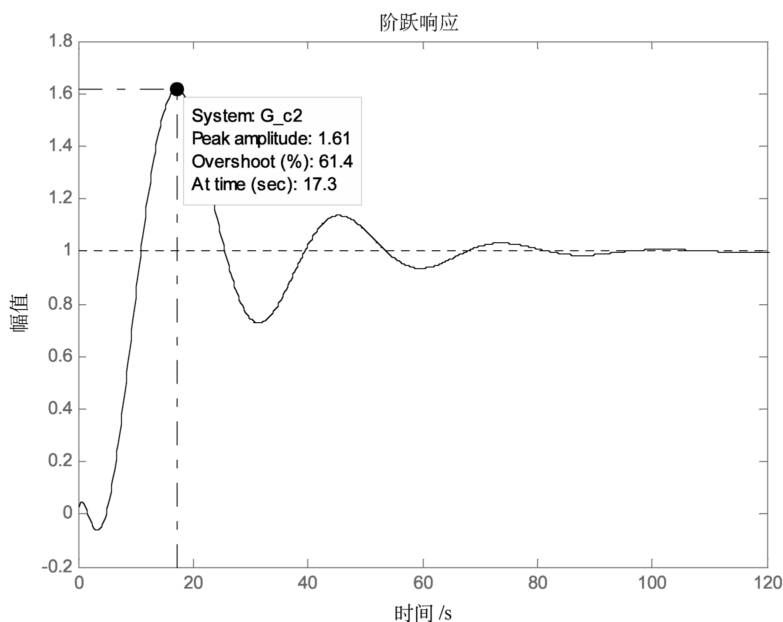


图 3-40　Cohen-Coon 参数整定下系统的单位阶跃响应曲线

1）在构成闭环的控制系统中，将控制器置于纯比例作用，从大到小逐渐改变控制器的比例度 δ，直到系统出现如图 3-41 所示的等幅振荡的过渡过程。此时的比例度称为临界比例度记为 δ_k，相邻两个波峰间的时间间隔称为临界振荡周期记为 T_k。

2）根据临界比例度 δ_k 和临界振荡周期 T_k 的值，按表 3-5 中的经验公式，计算控制器的最佳整定参数。

临界比例度法整定控制器参数时的注意事项为：

1）控制规律的确定按“先 P 后 I 最后 D”的操作程序将控制器参数整定到最佳参数值上。

2）由于被控对象特性的不同，按上述经验公式求得的控制器参数不一定都能获得满意的动、静态特性，为此可将计算值作进一步调整。比如，控制系统的超调量或最大偏差较大时，可将计算的比例度增大 1.5 倍左右。

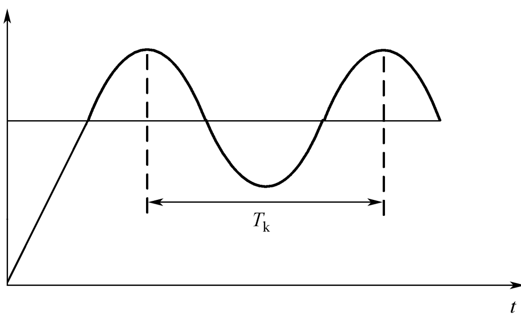


图 3-41　闭环系统的临界振荡过程曲线

表 3-5　临界比例度法参数整定公式

控制规律	比例度 δ	积分时间 T_I	微分时间 T_D
P	$2\delta_k$		
PI	$2.2\delta_k$	$0.85T_k$	
PID	$1.7\delta_k$	$0.50T_k$	$0.125T_k$

3）对于有些过程控制系统（锅炉水位控制或时间常数较大的单容对象），临界比例度很小，使系统接近位式控制，调节阀不是全关就是全开，对工业生产不利。

4）对于有的过程控制系统，当调节器比例度 δ 调到最小刻度值时，系统仍不产生等幅振荡。对此，就把最小刻度的比例度作为临界比例度 δ_k 进行控制器参数整定。

3.9.3.4　衰减曲线法

衰减曲线法也是一种闭环的参数整定方法，它是基于控制系统过渡过程响应曲线的衰减比为 4∶1（定值控制系统）或 10∶1（随动系统）的试验数据，利用一些经验公式，确定控制器的最佳参数值。具体整定的步骤为：

1）首先将过程控制系统中控制器参数置成纯比例作用（$T_I=\infty$，$T_D=0$），使系统投入运行。

2）待系统稳定后，作设定值的阶跃扰动，并观测系统的响应曲线。同时调整比例度 δ 的变化，直到系统响应曲线出现 4∶1（或 10∶1）的衰减过程曲线，如图 3-42 所示。此时的比

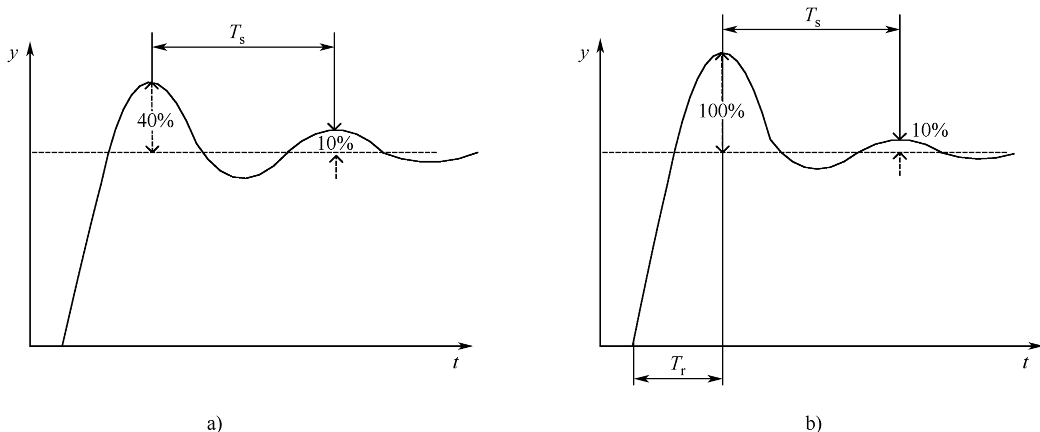


图 3-42　系统衰减曲线

a）衰减比 4∶1　b）衰减比 10∶1



例度为 4∶1(或 10∶1)衰减比例度 δ_s，两个相邻波峰间的时间间隔称为 4∶1(或 10∶1)的衰减振荡周期 T_s。

3）利用 δ_s 和 T_s 的值，按表 3-6 给出的经验整定公式，求取控制器的最佳参数整定值。

表 3-6　衰减曲线法整定公式

衰减率	控制规律	比例度 δ	积分时间 T_I	微分时间 T_D
0.75	P	δ_s		
	PI	$1.2\delta_s$	$0.5T_s$	
	PID	$0.8\delta_s$	$0.3T_s$	$0.1T_s$
0.90	P	δ_s		
	PI	$1.2\delta_s$	$2T_s$	
	PID	$0.8\delta_s$	$1.2T_s$	$0.4T_s$

衰减曲线法整定控制器参数时的注意事项有：

1）对于反应较快的控制系统，要准确确定 4∶1 衰减曲线和读出 T_s 比较困难，此时可用记录指针来回摆动两次就达到稳定，作为 4∶1 衰减过程。

2）在生产过程中，负荷变化会影响过渡过程特性。当负荷变化较大时，必须重新整定调节器参数值。

3）对于随动系统宜应用 10∶1 衰减响应过程。对于 10∶1 衰减曲线法整定控制器参数的步骤与上述完全相同，此时衰减振荡周期 T_s 更难确定，为此可以系统响应曲线的上升时间 T_r 作为衰减振荡周期 T_s，仅计算公式略有不同。

假设被控对象的广义传递函数为

$$G(s)=\frac{1}{(s+1)(2s+1)(5s+1)(10s+1)}$$

原系统的开环响应曲线和拟合曲线可将系统近似为自平衡非振荡过程，如图 3-43 所示，并得到 $K=1.03$，$T=14.12$，$\tau=5.5$。

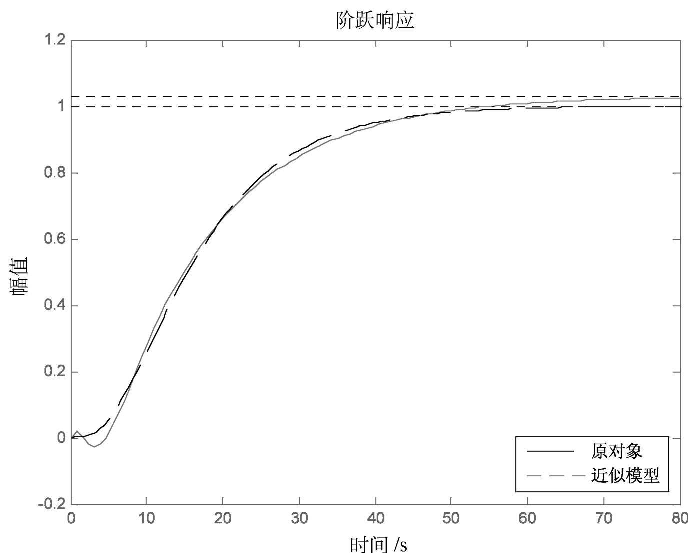


图 3-43　原系统的开环响应曲线和系统的拟合曲线



采用 Ziegler-Nichols 法整定 PI 调节器参数，得 $\delta=44.2\%$，$T_I=18.15$，此时控制系统的单位阶跃响应曲线如图 3-44 所示，系统的最大超调量为 30%，峰值时间为 17.3s，过渡过程时间为 58s。

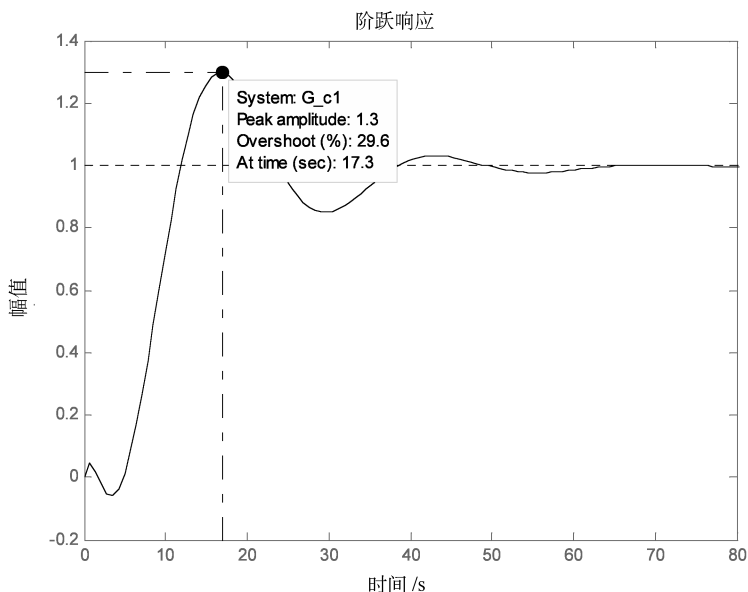


图 3-44　Ziegler-Nichols 法整定 PI 调节器的响应曲线

采用 Cohen-Coon 法来整定 PI 调节器参数，得 $\delta=44.2\%$，$K_P=2.32$，$T_I=18.15$，系统的单位阶跃响应曲线如图 3-45 所示，系统的最大超调量为 61%，峰值时间为 17.2s，过渡过程时间为 83s。

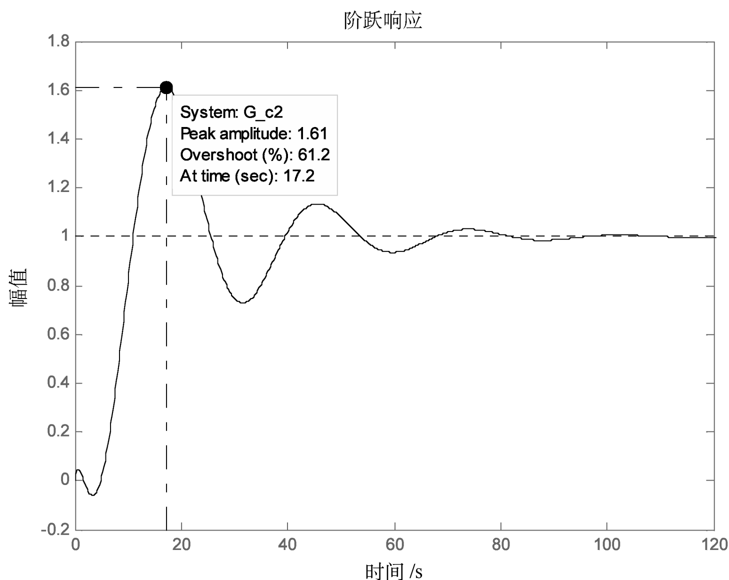
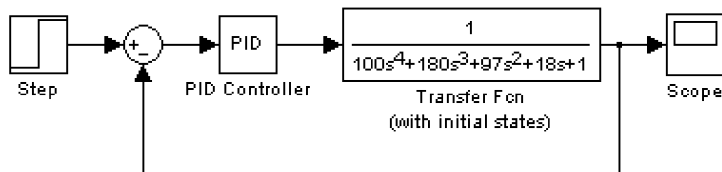


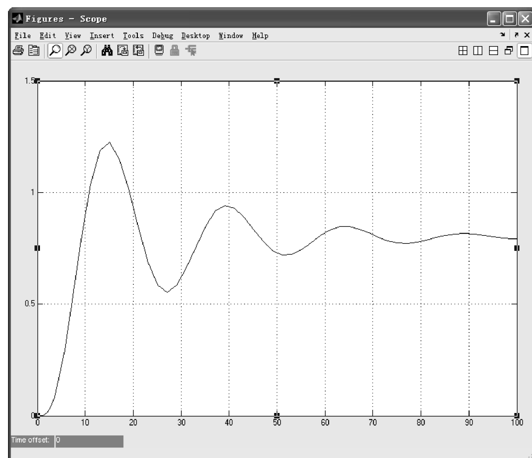
图 3-45　Cohen-Coon 法整定 PI 调节器参数的响应曲线

采用临界比例度法整定 PID 参数：将系统构成纯比例控制，由大到小改变比例度，观测系统的闭环响应曲线，图 3-46 所示分别为比例度 $\delta=25\%$、$\delta=10\%$ 和 $\delta=13\%$ 的单位阶跃

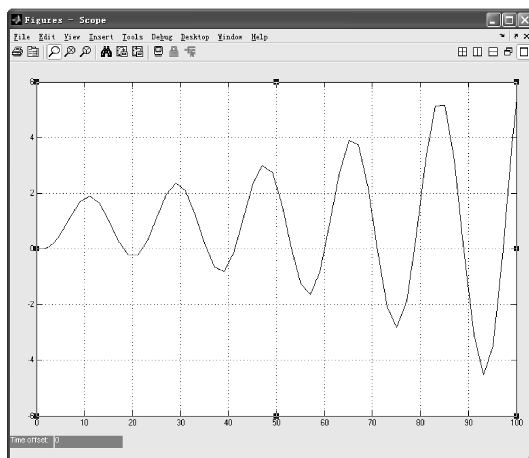


响应曲线。即当 $\delta = 13\%$、$K = 7.75$ 时，系统输出响应出现等幅振荡，临界比例度 $\delta_s = 13\%$，临界振荡周期 $T_s = 20\text{s}$。

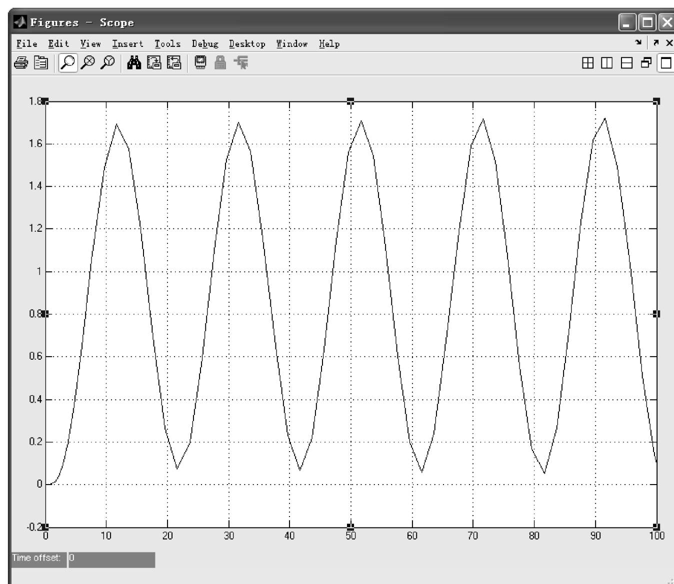




a)



b)

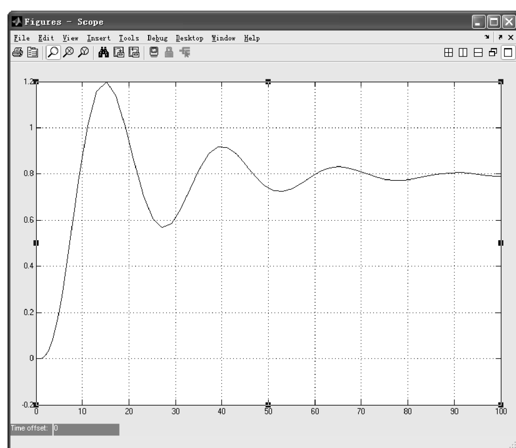


c)

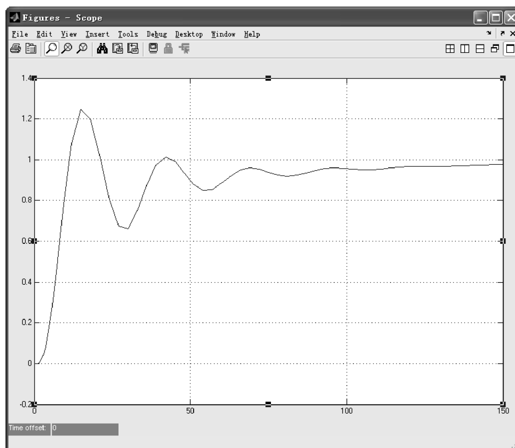
图 3-46　不同比例度下系统的单位阶跃响应曲线

根据临界比例度 $\delta_s = 13\%$，临界振荡周期 $T_s = 20\text{s}$，由经验公式可确定不同控制规律下的调节器参数。采用比例（P）调节器：$\delta = 26\%$，系统的响应曲线如图 3-47a 所示；采用比例积分（PI）调节器：$\delta = 28.6\%$、$T_I = 17\text{s}$，系统的响应曲线如图 3-47b 所示；采用比例积分

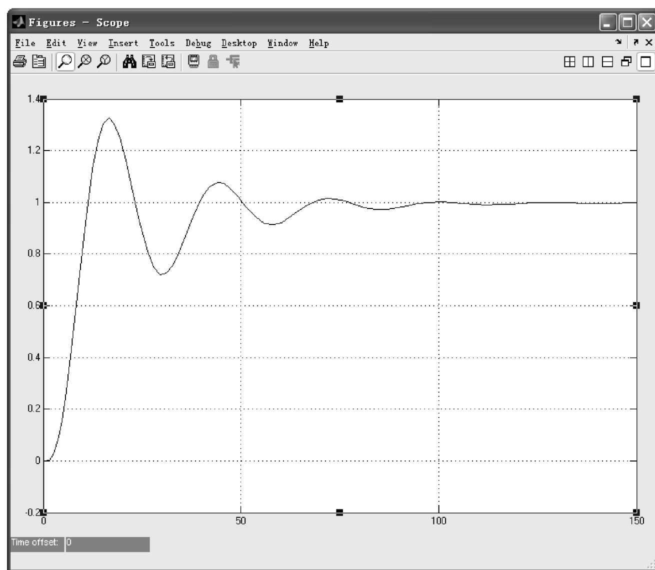
微分(PID)调节器：$\delta=22.1\%$、$T_I=17s$、$T_D=2.5s$，系统的响应曲线如图 3-47c 所示。



a)



b)



c)

图 3-47　不同控制规律下系统的响应曲线
a）P 控制　b）PI 控制　c）PID 控制

为了说明三种不同控制规律对系统的影响，将 P、PI、PID 控制下的系统响应曲线作在同一坐标系中，如图 3-48 所示。

采用衰减曲线法整定调节器参数：将系统构成纯比例的闭环控制系统，改变调节器的比例度，观测系统的闭环响应曲线，如图 3-49 所示，分别为比例度 $\delta=22.2\%$、$\delta=16.7\%$ 的单位阶跃响应曲线。进一步对比例度 δ 调整，当 $\delta=28.9\%$、$K=3.45$ 时，响应曲线如图 3-50 所示，系统输出响应的衰减比为 4∶1，对应的周期 $T_s=42.4s-15.5s=26.9s$。

采用衰减曲线法的经验公式，确定不同控制规律下调节器的参数。采用 P 调节器：$\delta=$



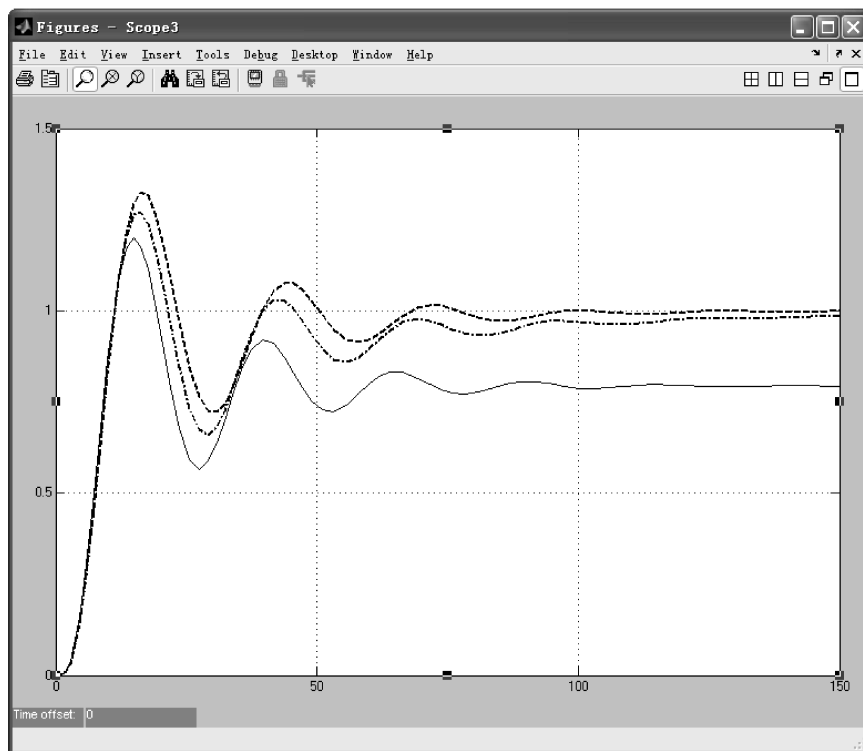
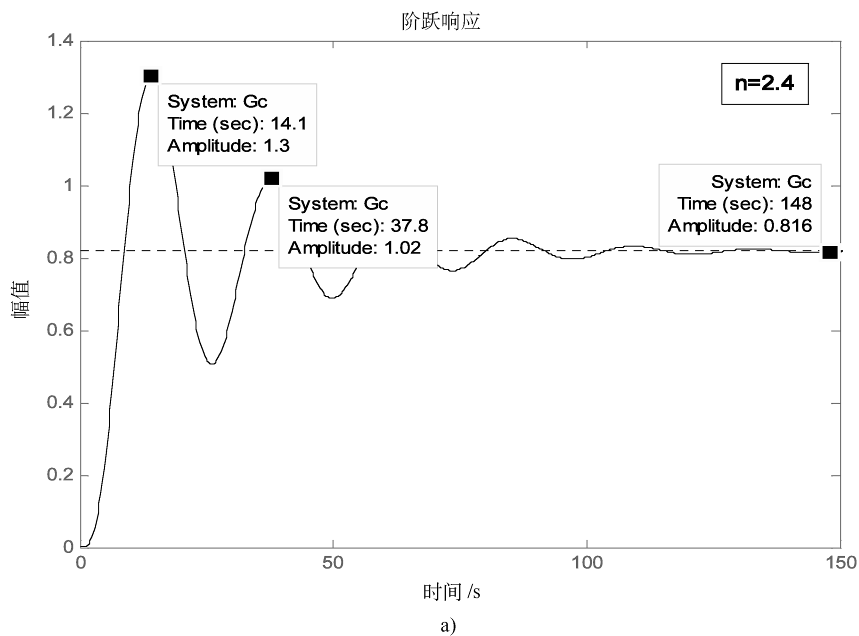


图 3-48　P、PI、PID 调节器作用下的系统响应曲线

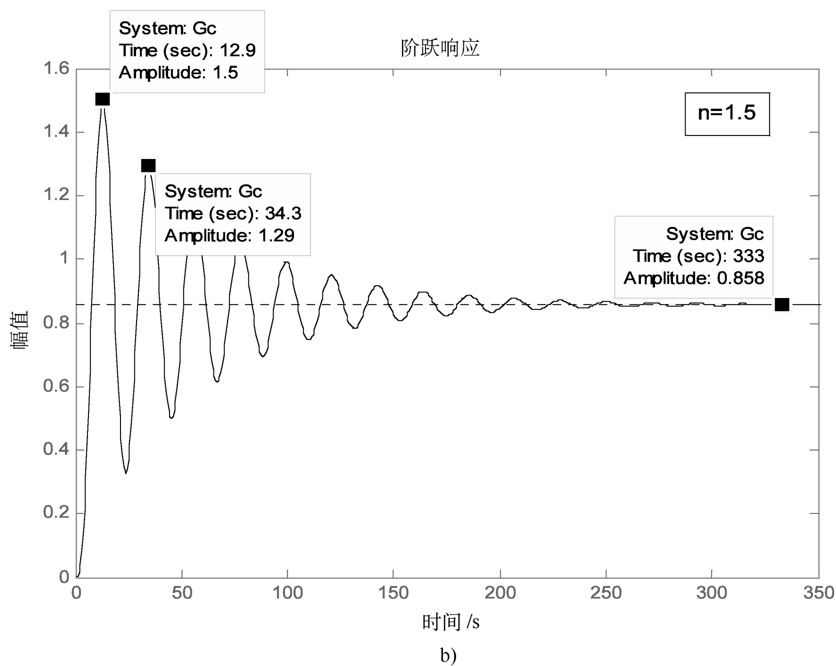


a)

图 3-49　不同比例度下系统的响应曲线

a）$\delta=22.2\%$ 时系统的单位阶跃响应曲线





b)

图 3-49　不同比例度下系统的响应曲线(续)

b）$\delta = 16.7\%$ 时系统的单位阶跃响应曲线

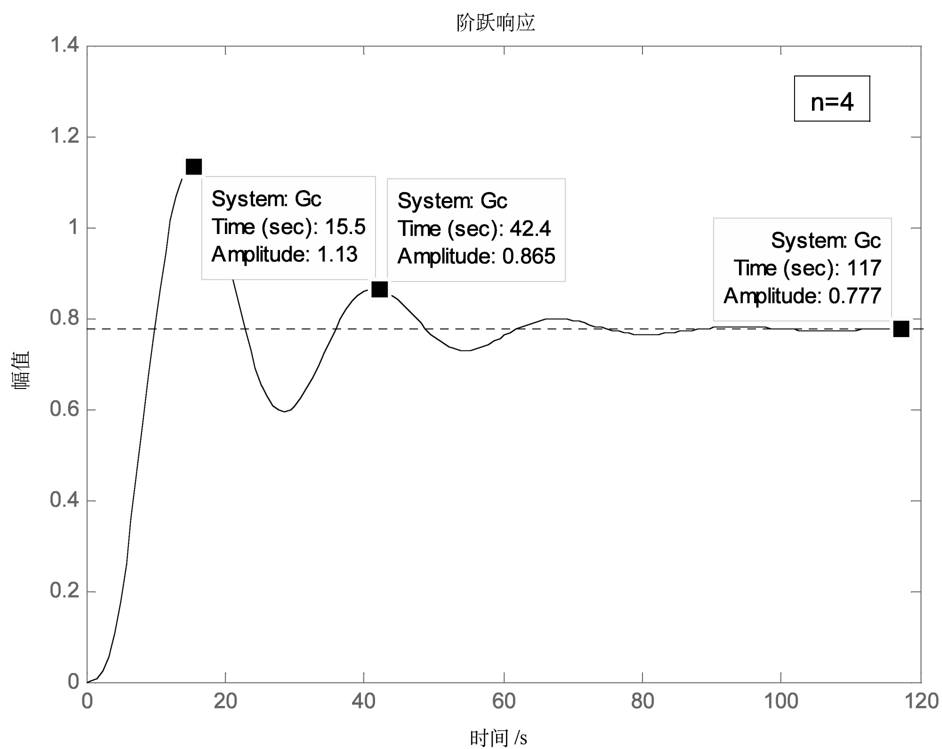


图 3-50　$\delta = 28.9\%$ 时系统的单位阶跃响应曲线



29%（$K_P=3.45$）；采用 PI 调节器：$\delta=34.8\%$（$K_P=2.875$），$T_I=13.45$s；采用 PID 调节器：$\delta=23.2\%$（$K_P=4.31$），$T_I=8.1$s，$T_D=2.7$s，对应系统的单位阶跃响应曲线如图 3-51 所示。

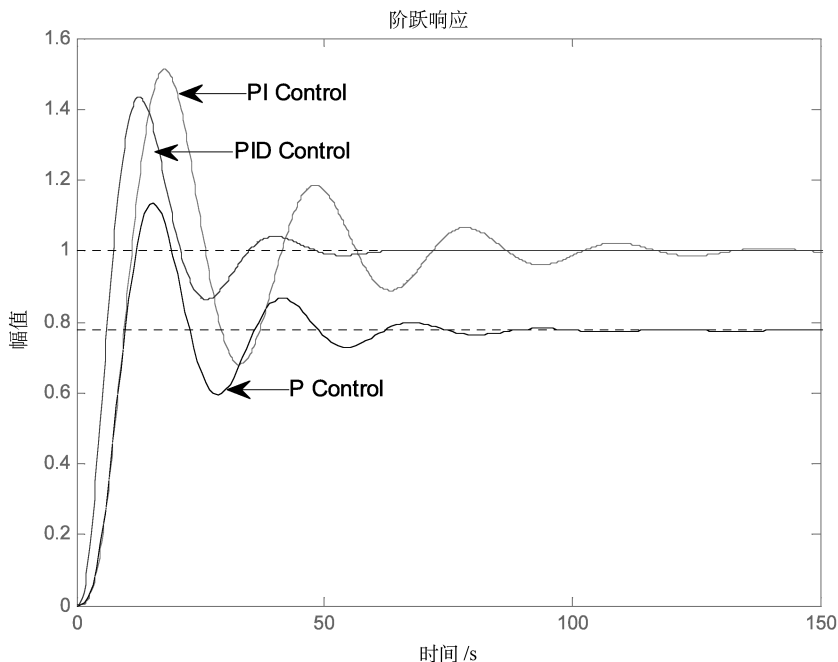


图 3-51　不同控制规律下系统的响应曲线

3.10　PID 控制器参数的优化整定

PID 控制器的优化整定是一种基于被控对象和经验的参数确定方法，生产过程中要求系统能够根据被测参数、环境及原材料的变化而自动对控制器进行调节，使系统随时处于最佳状态。即要求 PID 控制器具有在线修正参数的功能，特别当系统的非线性特性较强时，传统的基于线性化模型的 PID 设计方法难以获得良好的控制效果。为此，应采用 PID 控制器参数优化整定。利用 Simulink 的 NCD Outport 模块（MATLAB 6.5）或 Signal Constraint 模块（MATLAB 7.5）可以对 PID 控制器参数进行优化整定。

采用 Simulink Response Optimization 中的 Signal Constraint 模块对 PID 控制器参数优化 Simulink 仿真结构图如图 3-52 所示。

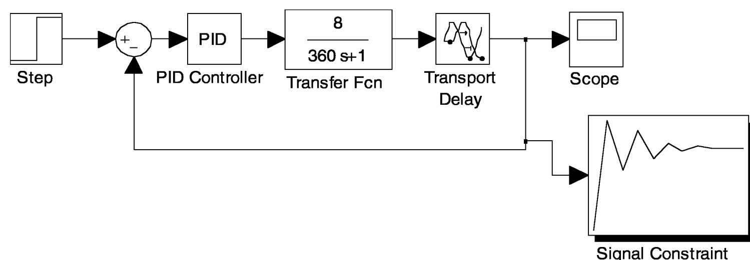
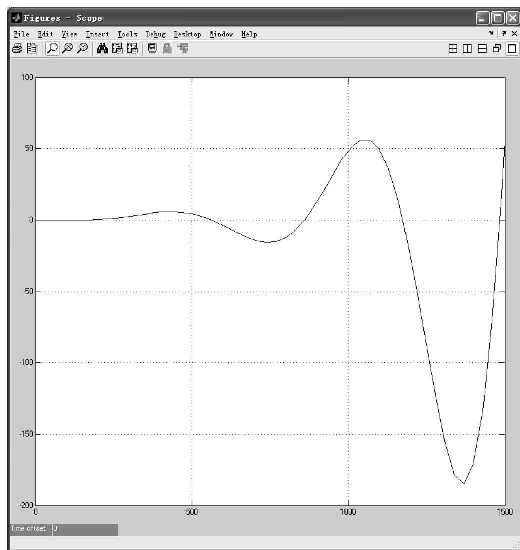
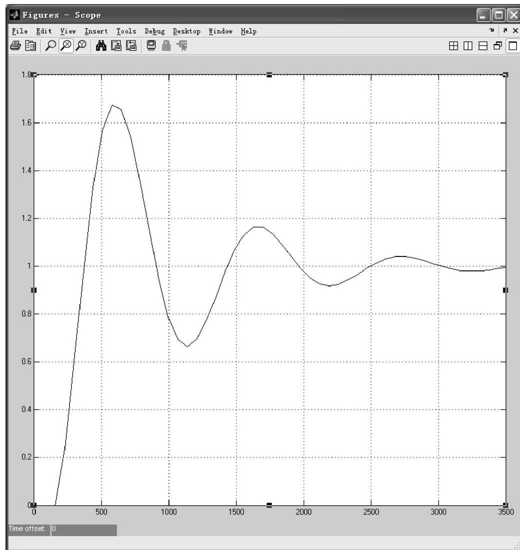


图 3-52　PID 控制器参数优化 Simulink 仿真结构图

采用常规模型 PID 参数整定 PID 控制器参数为 $K_P=0.29$、$T_I=375$、$T_D=93$，系统的输出响应为不稳定的，如图 3-53a 所示，即使人为多次再进行调节 $K_P=0.2$、$T_I=1000$、$T_D=10$，系统的输出响应如图 3-53b 所示，此时系统虽然稳定，但滞后时间比较长也很难满足系统的要求，并且费时费力。



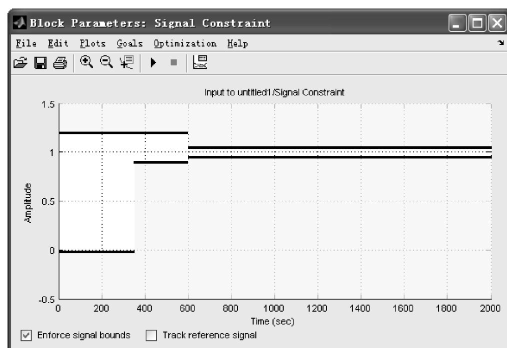
a)



b)

图 3-53　系统输出响应

根据系统时域性能指标如调节时间(Setting Time)、上升时间(Rise Time)、超调量(Percent Overshoot)等要求，在系统模型窗口双击 Signal Constraint 模块，即打开时域性能指标约束窗口，如图 3-54 所示。



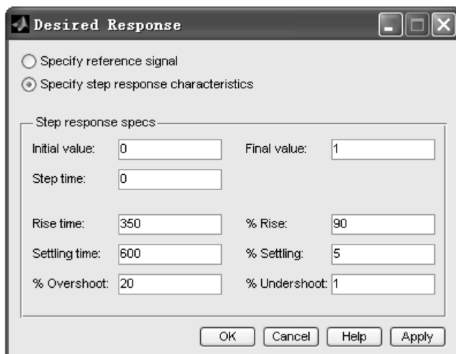


图 3-54　PID 控制器的优化参数设置

打开 Optimization 中的 Tuned Parameters 设置优化参数，将 PID 控制器的参数 Kc、Td、Ti 作为优化参数，点击“Add...”按钮，把 Kc、Td、Ti 添加到参数窗口，最后点击“OK”按钮，如图 3-55 所示。

在 Signal Constraint 模块点击运行按钮，开始优化过程，优化计算时系统的响应曲线在时域约束窗口如图 3-56a 所示。响应曲线逐渐接近系统指标要求，最后给出 PID 参数的优化值如图 3-56b 所示。



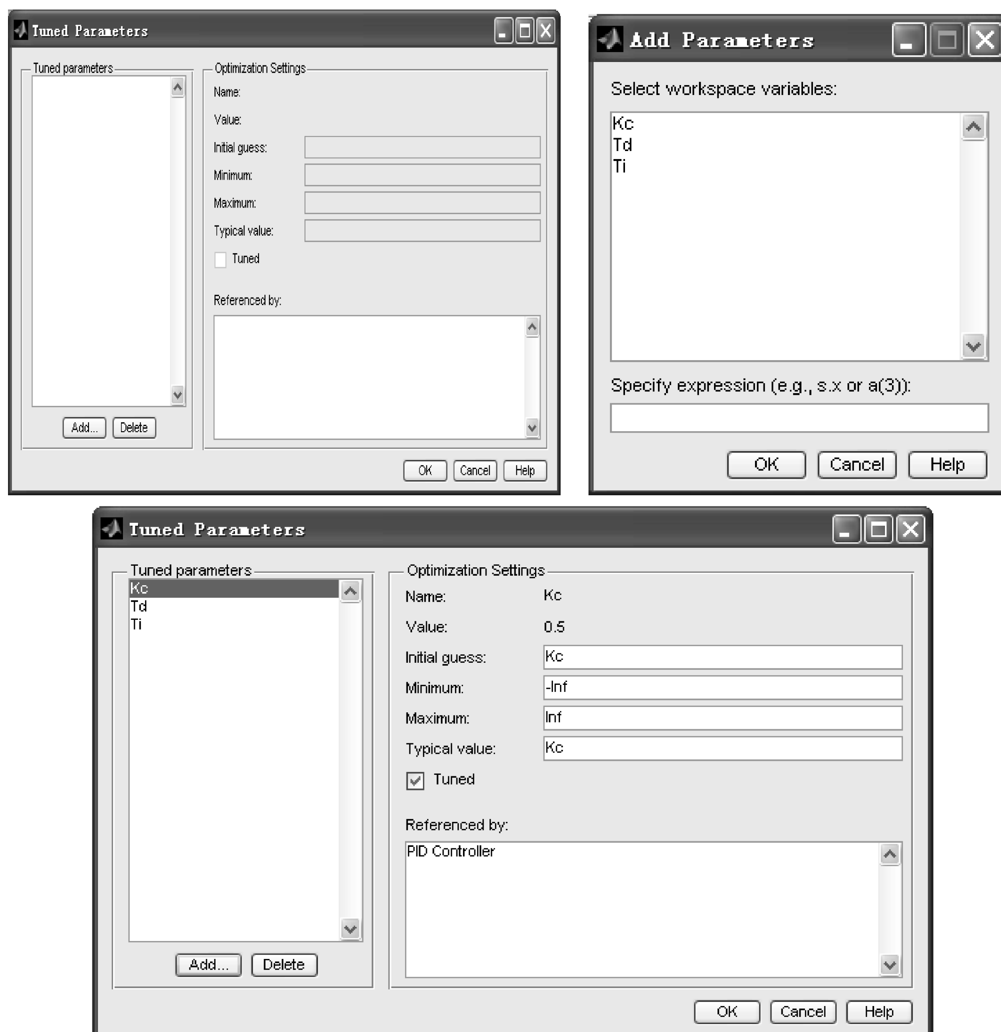
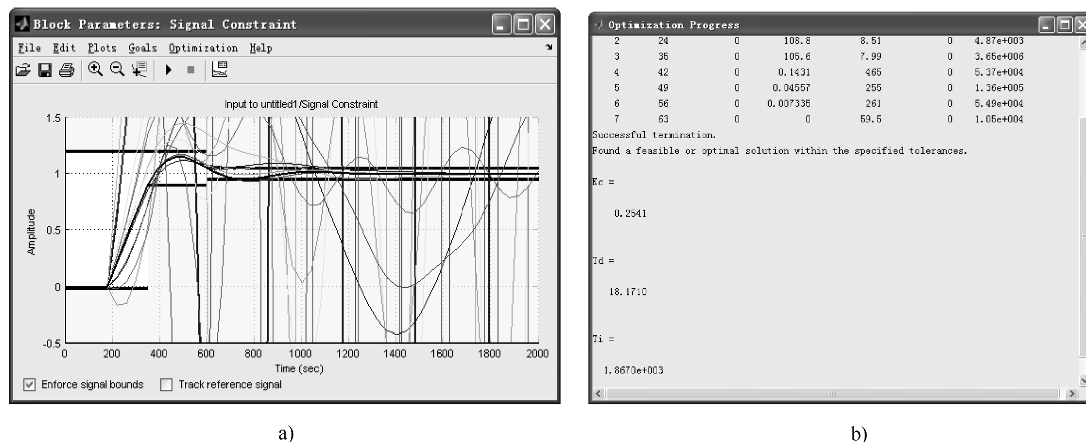


图 3-55　参数优化设置



a)　　　　　　　　　　b)

图 3-56　参数优化过程



优化结束后，在模型窗口启动仿真，得到系统的阶跃响应曲线如图 3-57 所示。

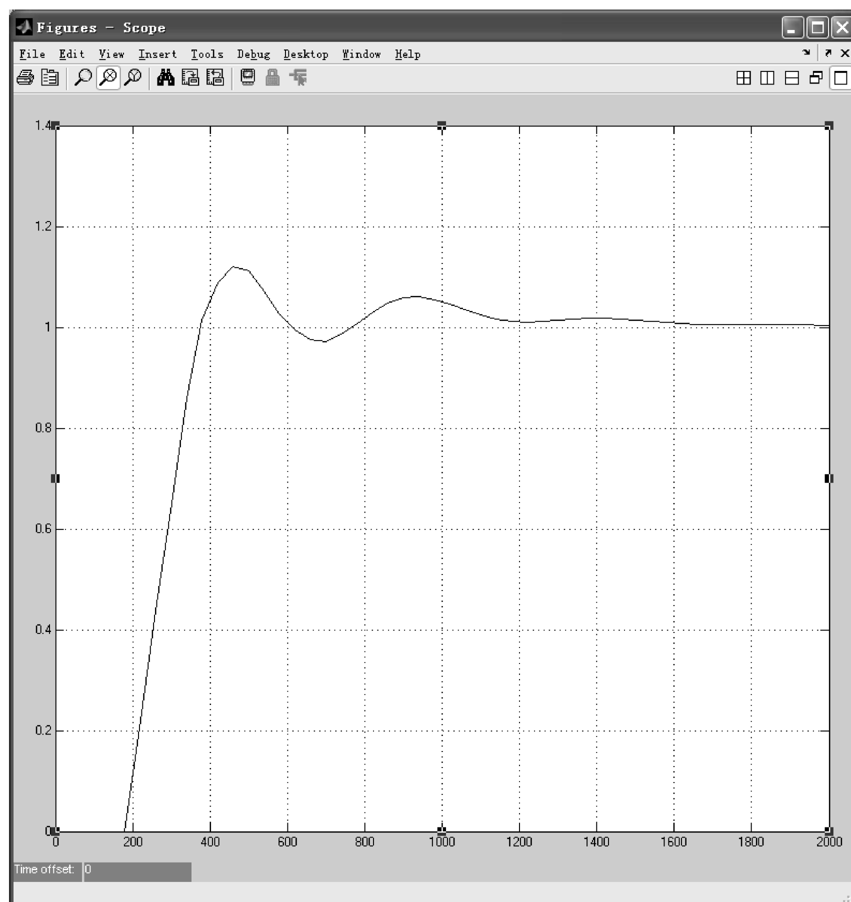


图 3-57　优化参数下系统的输出响应

第4章

简单过程控制系统及 Simulink 仿真 4

单回路反馈控制系统是指控制系统由一个被控过程、一个检测变送器、一个控制器和一个执行器所组成的，对一个被控变量进行控制的反馈控制系统。它是过程控制系统中最基本、结构最简单的一种控制方式，因此又称简单控制系统。

单回路控制系统结构简单但却能解决生产过程中的大量控制问题，并且其设计方案的选择及参数整定等对复杂过程控制系统的分析和设计均有作用。

4.1 简单过程控制系统的组成

在生产过程中单回路控制系统的应用十分广泛，如图 4-1a 所示的热交换器的温度控制系统以及图 4-1b 所示的锅炉锅筒液位控制系统。

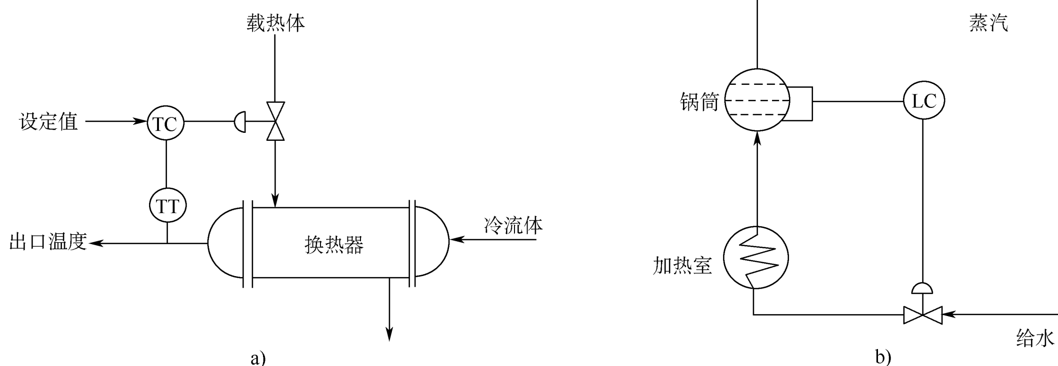


图 4-1 简单控制系统示例

控制系统中，图 4-1a 控制的为热交换器出口温度，图 4-1b 控制的为锅炉锅筒的液位。温度和液位为被控变量，当系统受到干扰偏离了设定值时，被控变量检测元件(温度传感器和液位高度传感器)检测并经变送器转换为可与设定值比较的信号，检测变送信号在控制器中与设定值比较产生偏差，系统根据偏差运算产生对应的控制信号，驱动执行机构改变操纵变量，使被控变量恢复到设定值。

简单控制系统(单回路控制系统)是由被控对象、检测变送器、控制器和执行机构(控制阀)构成的闭环控制系统，其系统框图如图 4-2 所示。

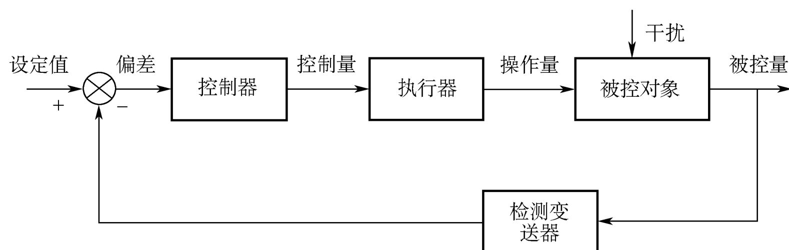


图 4-2　简单控制系统的框图

4.2　简单过程控制系统的设计

单回路控制系统结构简单、投资少、技术成熟、操作维护也比较方便，在生产过程控制中得到了广泛的应用。

为了设计好一个单回路控制系统，并使控制系统的动态和静态性能指标均达到要求值，就必须很好地了解具体的生产工艺；合理地选择被控变量和操纵变量；正确地选择控制阀的形式及其流量特性；正确地选择控制器的类型和控制器的参数等。

4.2.1　被控对象的动态特性

过程控制的被控对象涉及的范围很广。被控对象不一定是指一个具体的设备，不少情况下被控对象是指一个过程。有些过程可能涉及好几种设备，而在有些设备内部可能包括了几个过程。

过程控制被控对象的内在机理较为复杂，有简单过程、有存在严重非线性的过程、有多变量过程、有被控对象的特性随时间或工作条件而变化等。对被控对象动态特性的了解，一种方法是通过分析被控对象的工作机理，建立被控对象的数学模型。但由于连续生产过程的复杂性，完全从机理上揭示其内在规律，获得精确的数学模型还有较大的困难。另一种方法是工程上经常使用的方法，它采用实验法来获得被控对象的数学模型。这种方法通过测量被控对象的阶跃响应曲线(称为飞升曲线)近似确定被控对象的数学模型。

过程控制中大多数被控对象都具有较大的惯性和时间延迟，一般不具有振荡特性，其飞升曲线是单调变化的。按照被控对象所含存储器件的多少，被控对象可分为单容对象、双容对象和多容对象。按照被控变量受扰动作用后的变化规律，被控对象可分为有自平衡能力的对象和无自平衡能力的对象。典型被控对象的动态特性大致可分为：

1. 自平衡能力的过程

系统的被控变量受到扰动作用后，偏离了原来的平衡状态，在没有外部干预的情况下(指没有自动控制或人工控制参与)，被控变量依靠被控对象内部的反馈机理，能自发达到新的平衡状态，这种特性称自平衡，具有这种特性的过程称为自平衡能力的被控过程。

(1) 自平衡的非振荡过程

对于具有自平衡能力的被控对象，若在外部阶跃信号作用下系统的原有平衡状态被破坏，系统在外部信号作用下的输出响应单调的从一个稳态趋向于另一个稳态，该类过程被称为具有自平衡的非振荡过程。



例如，液位贮罐在进料阀开度增大时，原来的液位会上升，由于出料阀开度未变，随着液位的升高，静压增大，出料量也增大，因此液位上升逐渐变慢，直到液位达到一个新的平衡状态，如图 4-3a、b 所示，多容液位自平衡非振荡过程如图 4-3c、d 所示。

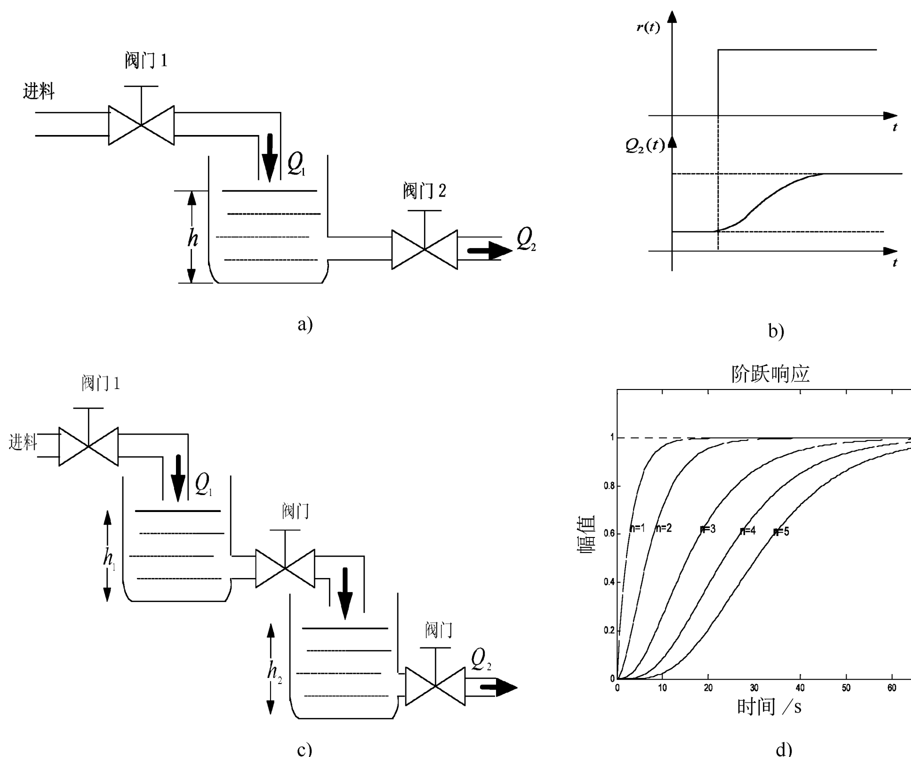


图 4-3　自平衡非振荡过程的阶跃响应

a）单容液位贮罐原理图　b）动态过程响应　c）多容液位贮罐原理图　d）动态过程响应

具有自平衡非振荡过程特性的单容、双容及多容被控对象的传递函数可用一阶惯性环节、一阶惯性加时滞环节、二阶非振荡环节、二阶非振荡加时滞环节和高阶环节描述，见式(4-1)。

$$
\begin{aligned}
G(s) &= \frac{K}{Ts+1} \\
G(s) &= \frac{K}{Ts+1}\mathrm{e}^{-\tau s} \\
G(s) &= \frac{K}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)} \\
G(s) &= \frac{K}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}\mathrm{e}^{-\tau s} \\
G(s) &= \frac{K}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)\cdots(T_i s+1)} \\
G(s) &= \frac{K}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)\cdots(T_i s+1)}\mathrm{e}^{-\tau s}
\end{aligned}
\tag{4-1}
$$

从响应曲线来看，$n=1$ 为单容对象的阶跃响应曲线，其响应曲线的切线斜率最大，以



后随时间增大逐渐减小到零，曲线在动态的初始阶段变化最快，以后逐渐变慢。从 $n \geqslant 2$ 开始的双容和多容被控对象的阶跃响应曲线与 $n=1$ 时的曲线有明显的不同。双容被控对象和多容被控对象在 $t=0$ 时，阶跃响应曲线的斜率是零，随时间变化，斜率逐渐变大，达到某一个最大值时，又开始逐渐减小，直到减小到零。曲线在斜率最大处有一个拐点。双容对象和多容对象在动态过程的初始阶段变化非常缓慢，在动态过程的中间阶段变化较快，但其变化速度仍不及单容对象，且容量元件越多，变化速度越慢。所以，多容对象表现出的特点就是惯性大，响应慢。

在工业控制过程中，常根据被控对象的实验曲线来近似拟合被控对象的传递函数为一阶惯性加滞后的形式，即

$$G(s)=\frac{K}{Ts+1}e^{-\tau s}$$

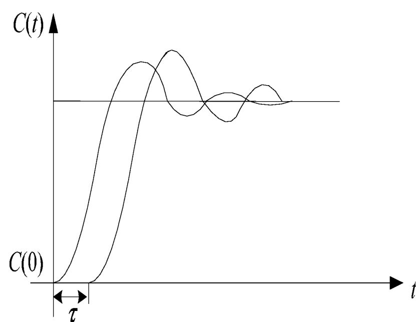
被控对象有三个参数，即时间常数 T，放大系数 K 和容量延迟(时滞)τ。

(2) 自平衡的振荡过程

过程系统具有自平衡能力，系统在外部阶跃信号作用下，输出响应为衰减振荡特性，系统的过渡过程最终趋于新的稳态值。系统的阶跃响应曲线如图 4-4 所示，其传递函数可表示为

$$G(s)=\frac{K}{T^2s^2+2\zeta Ts+1}$$

$$G(s)=\frac{K}{T^2s^2+2\zeta Ts+1}e^{-\tau s}$$



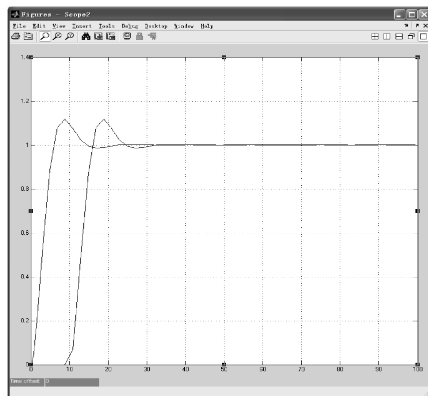


图 4-4　自平衡振荡系统的阶跃响应曲线

2. 无自平衡能力的过程

当被控对象原来的平衡状态被扰动作用破坏后，如果不依靠自动控制或人工控制的外来作用，被控变量将一直变化下去，不可能达到新的平衡状态，称这类对象为无自平衡能力的被控对象(被控过程)。

对于无自平衡能力的过程，若在外部阶跃信号作用下系统的原有平衡状态被破坏，系统在外部信号作用下的输出响应无振荡地从一个稳态一直上升或下降，不能趋向于新的稳态，该类过程称为无自平衡的非振荡过程。图 4-5 所示为单容无自平衡液位系统原理图和系统阶跃响应。



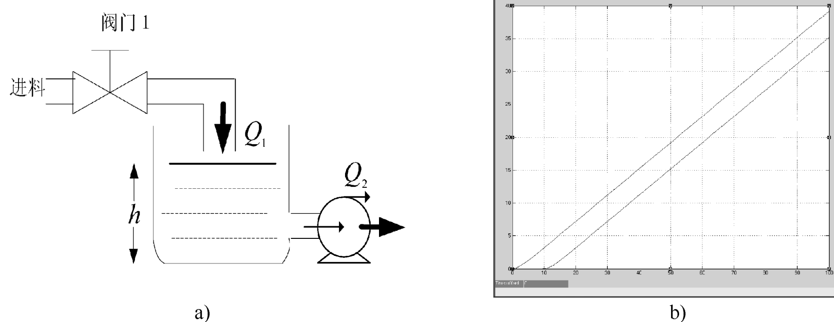


图 4-5　无自平衡非振荡系统的阶跃响应

a）单容无自平衡液位系统　b）系统阶跃响应

无自平衡的非振荡系统的数学模型为

$$
\begin{aligned}
G(s) &= \frac{K}{Ts} \\
G(s) &= \frac{K}{Ts}\mathrm{e}^{-\tau s} \\
G(s) &= \frac{K}{s(T_1 s+1)} \\
G(s) &= \frac{K}{s(T_1 s+1)}\mathrm{e}^{-\tau s} \\
&\vdots \\
G(s) &= \frac{K}{s(T_1 s+1)(T_2 s+1)\cdots(T_i s+1)} \\
G(s) &= \frac{K}{s(T_1 s+1)(T_2 s+1)\cdots(T_i s+1)}\mathrm{e}^{-\tau s}
\end{aligned}
\tag{4-2}
$$

3. 具有反向特性的过程

该类过程在阶跃输入信号作用下，系统的输出先降后升，即响应曲线在开始与结束时出现反向的变化，故称该过程具有反向特性，其阶跃响应曲线如图 4-6 所示。

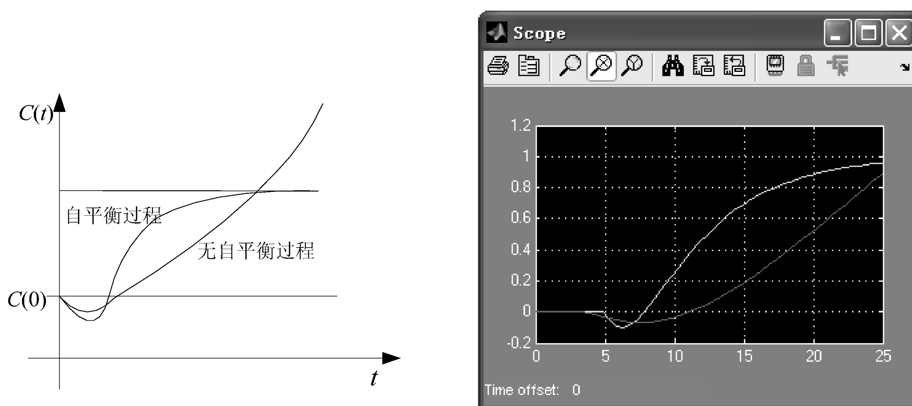


图 4-6　反向特性系统的阶跃响应曲线



具有反向特性过程的传递函数为

$$\text{自平衡型}\qquad G(s)=\frac{K(1-T_{\mathrm{D}}s)}{(T_1s+1)(T_2s+1)}\mathrm{e}^{-\tau s} \tag{4-3}$$

$$\text{无自平衡型}\qquad G(s)=\frac{K(1-T_{\mathrm{D}}s)}{s(T_1s+1)(T_2s+1)}\mathrm{e}^{-\tau s}$$

对于锅炉锅筒水位系统就是一个典型的反向特性过程，当蒸汽用量阶跃变化时，引起蒸汽压力突然下降，锅筒水位因水的急速变化造成系统虚假水位上升，但因用汽量的增加，最终水位反而下降。

对于具有反向特性的过程，其传递函数总有一个右零点，系统属于非最小相位系统，其控制较难，需要特殊处理。

工业过程除上述几种类型外，有些控制过程还存在严重的非线性、时变，甚至不稳定。如何使控制作用有效地克服干扰对被控变量的影响，关键要研究对象特性、研究各种输入量对被控对象的影响、研究控制变量的选取等。

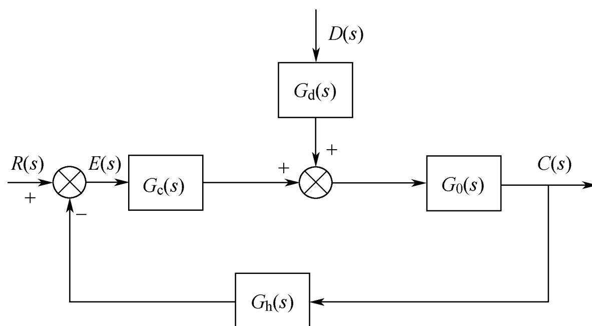


图 4-7　给定值输入和扰动输入系统的框图

（1）被控对象特性对控制系统性能的影响

典型给定值输入(设定值)和扰动信号输入下系统的框图如图 4-7 所示。控制系统的输出可由两条通道来产生：

控制通道——设定值对被控变量影响的通道，其作用是抵消扰动影响，以使被控变量尽可能快地维持在给定值附近。系统在设定值单独作用下产生的输出为

$$C_{\mathrm{r}}(s)=\frac{G_{\mathrm{c}}(s)G_0(s)}{1+G_{\mathrm{c}}(s)G_0(s)G_{\mathrm{h}}(s)}R(s) \tag{4-4}$$

干扰通道——干扰信号对被控变量影响的通道，扰动信号单独作用下系统的输出为

$$C_{\mathrm{d}}(s)=\frac{G_{\mathrm{d}}(s)G_0(s)}{1+G_{\mathrm{c}}(s)G_0(s)G_{\mathrm{h}}(s)}D(s) \tag{4-5}$$

为分析方便起见，假设各个环节的传递函数如下：

$$G_0(s)=\frac{K_0}{T_0s+1}\mathrm{e}^{-\tau_0 s};\quad G_{\mathrm{d}}(s)=\frac{K_{\mathrm{d}}}{T_{\mathrm{d}}s+1}\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{d}} s}$$

$$G_{\mathrm{c}}(s)=K_{\mathrm{c}}\qquad G_{\mathrm{h}}(s)=1$$

（2）控制通道增益对系统性能的影响

过程控制系统中假设扰动信号为零 $d(t)=0$，设定值信号为单位阶跃信号 $r(t)=1(t)$ 作用下，系统的稳态输出及稳态误差为

$$c_{\mathrm{r}}(\infty)=\lim_{s\to 0}s\,\frac{G_{\mathrm{c}}(s)G_0(s)}{1+G_{\mathrm{c}}(s)G_0(s)G_{\mathrm{h}}(s)}\,\frac{1}{s}=\frac{K_{\mathrm{c}}K_0}{1+K_{\mathrm{c}}K_0}$$

$$e_{\mathrm{ssr}}=\lim_{s\to 0}s\,\frac{1}{1+G_{\mathrm{c}}(s)G_0(s)G_{\mathrm{h}}(s)}\,\frac{1}{s}=\frac{1}{1+K_{\mathrm{c}}K_0}$$

可见，随着控制通道增益 K_{c} 的增加，系统的稳态误差减小且控制作用增强，但系统的



稳定性变差。

假设被控对象的传递函数为 $G_0(s)=\dfrac{2}{35s+1}e^{-10s}$，系统在单位阶跃信号作用下，不同控制通道增益下系统的响应曲线如图 4-8 所示。

```
%研究控制通道增益 Kc 对系统的影响
G0 = tf(2,[35 1]);
[np,dp] = pade(10,2);Gp = tf(np,dp);
G1 = G0 * Gp;
Kc = 1:0.5:2.5;
hold on
for i = 1:length(Kc)
    Gc = feedback(Kc(i) * G1,1);
    step(Gc);
end
```

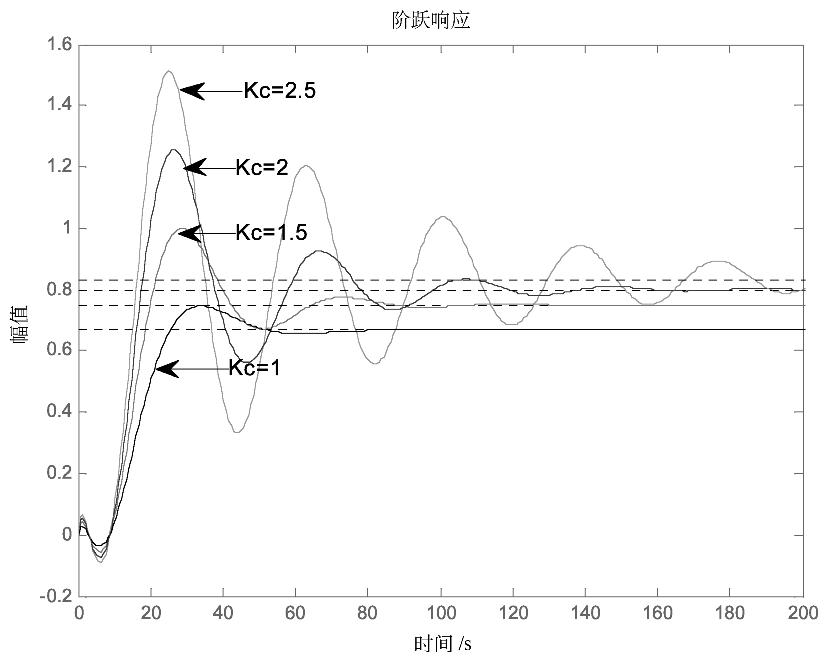


图 4-8　不同过程增益下系统的阶跃响应曲线

由于增益反映的是对象处于稳态下输出与输入之间的关系，所以增益是描述对象静态特性的参数。并且控制器的增益应随被控对象的增益发生变化，以保证闭环系统有足够的稳定裕量和足够快地克服系统的稳态误差。

（3）扰动通道增益对系统性能的影响

过程控制系统中假设设定值为零 $r(t)=0$，设扰动信号在 $d(t)=1(t)$ 的作用下，系统的稳态输出及稳态误差为

$$c_d(\infty)=\lim_{s\to 0}s\frac{G_d(s)G_0(s)}{1+G_c(s)G_0(s)G_h(s)}\frac{1}{s}=\frac{K_dK_0}{1+K_cK_0}$$

$$e_{\text{ssd}} = \lim_{s\to 0} s \frac{-G_{\text{d}}(s)G_0(s)G_{\text{h}}(s)}{1+G_{\text{c}}(s)G_0(s)G_{\text{h}}(s)} \frac{1}{s} = \frac{K_{\text{d}}K_0}{1+K_{\text{c}}K_0}$$

可见，随着扰动通道增益 K_{d} 的增加，系统的稳态误差增加，且扰动作用下的输出响应也增大。

假设系统的传递函数为 $G_0(s)=\frac{2}{35s+1}\text{e}^{-10s}$、$G_{\text{d}}(s)=\frac{1}{7s+1}\text{e}^{-5s}$、$G_{\text{h}}(s)=1$，则系统在单位阶跃扰动信号的作用下，不同扰动通道增益变化的响应曲线如图 4-9 所示。

```
%研究扰动通道增益 Kd 对系统的影响
G0 = tf(1,[7 1]);
[np,dp] = pade(5,2);Gp1 = tf(np,dp);
Gd = G0 * Gp1;
G1 = tf(2,[35 1]);
[np,dp] = pade(10,2);Gp2 = tf(np,dp);
Go = G1 * Gp2;
Kc = 1.5;
G3 = feedback(Go,Kc);
G4 = Gd * G3;
hold on
Kd = 1:4
for i = 1:length(Kd)
      G = Kd(i) * G4;
      step(G);
end
```

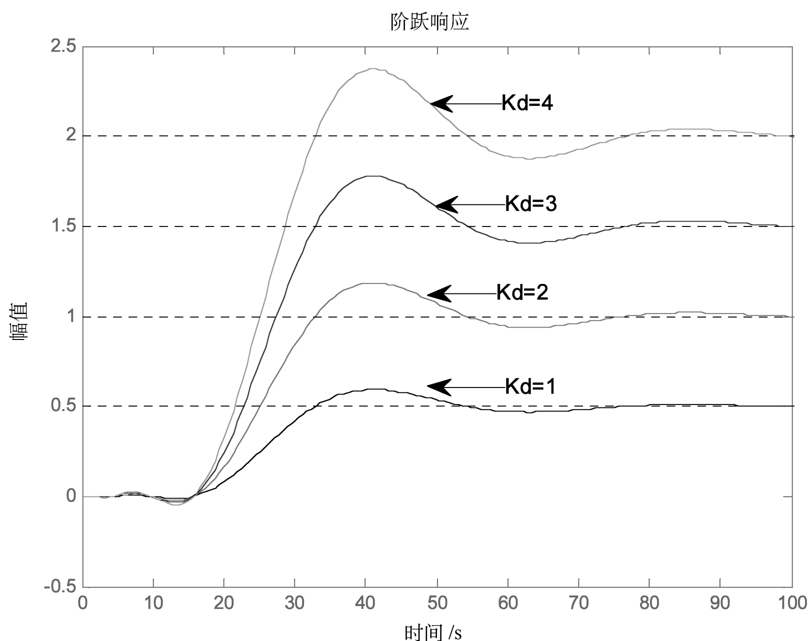


图 4-9　不同过程扰动增益下系统的阶跃响应曲线



（4）控制通道时间常数的影响

控制通道时间常数 T 是指当被控对象受到阶跃输入信号作用后，被控量以初始速度变化，达到新的稳态值所需要的时间。时间常数 T 是因为物料或能量的传递需要通过一定的阻力而引起的，反映被控变量的变化快慢，因此 T 是对象的一个动态参数。

对图 4-6 所示的控制系统，系统的特征方程为

$$D(s)=1+G_c(s)G_0(s)G_h(s)=1+\frac{K_cK_0}{T_0s+1}e^{-\tau_0 s}=0$$

对应的相频特性为

$$\varphi(\omega)=-\omega\tau_0-\arctan T_0\omega$$

相位剪切频率条件为

$$-\omega_c\tau_0-\arctan\ T_0\omega_c=-\pi$$

产生的相角裕量为

$$\begin{aligned}\gamma&=180°+\varphi(\omega_c)=180°-\omega_c\tau_0-\arctan T_0\omega_c\\&=180°-\frac{\tau_0}{T_0}(T_0\omega_c)-\arctan T_0\omega_c\end{aligned}$$

若 τ_0/T_0 固定，则相位剪切频率条件 $T_0\omega_c$ 不变，对系统的相角裕量也没有影响；若 τ_0/T_0 固定，且时间常数 T_0 增大，则为使系统的相角裕量不变，应使 ω_c 减小，即系统的振荡频率减小，系统的动态响应拖长，过渡过程时间加大；若 τ_0/T_0 固定，且时间常数 T_0 减小，则为使系统的相角裕量不变，应使 ω_c 增大，即系统的振荡频率增大，系统的动态响应加快，过渡过程时间缩短。

控制通道时间常数越小，系统的动态响应越快、工作频率上升、系统的过渡过程时间越短，能迅速反映控制效果，提高系统的控制质量。

设 $\tau_0=10$，控制通道时间常数 T 分别为 25、35、45 时系统的单位阶跃响应曲线如图 4-10

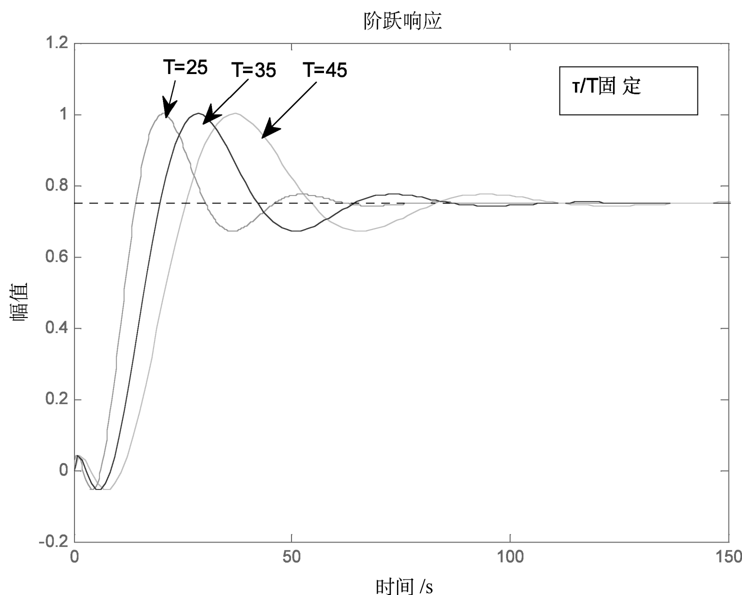


图 4-10　控制通道不同时间常数下系统的单位阶跃响应曲线

所示。

```
%研究控制通道时间常数 T 对系统的影响
Kc=1.5;
T=[25   35   45];
hold on
for i=1:length(T)
    G0=tf(2,[T(i)   1]);
    [np,dp]=pade(10*T(i)/35,2);Gp=tf(np,dp);
    G1=G0*Gp;
    Gc=feedback(Kc*G1,1);
    step(Gc);
end
gtext('T=25');gtext('T=35');gtext('T=45');
```

(5) 扰动通道时间常数的影响

扰动信号作用下，在不考虑系统的时滞时，控制系统输出的拉普拉斯变换式为

$$C_d(s)=\frac{G_d(s)G_0(s)}{1+G_c(s)G_0(s)G_h(s)}D(s)=\frac{K_dK_0}{1+K_cK_0+T_0s}\frac{1}{1+T_ds}\frac{1}{s}$$

$$=\frac{a_1}{s}+\frac{a_2}{s+\dfrac{1}{T_d}}+\frac{a_3}{s+p_1} \tag{4-6}$$

式中　$a_1=\dfrac{K_dK_0}{1+K_cK_0}$；

$a_2=-\dfrac{K_dK_0}{1+K_cK_0-\dfrac{T_0}{T_d}}$；

$a_3=-\dfrac{K_dK_0}{1+K_cK_0}\dfrac{1}{1-\dfrac{T_0}{T_d(1+K_cK_0)}}$；

$p_1=-\dfrac{1+K_cK_0}{T_0}$。

式(4-6)的拉普拉斯反变换为

$$c_d(t)=a_1+a_2\mathrm{e}^{-1/T_dt}+a_3\mathrm{e}^{-p_1t} \tag{4-7}$$

由式(4-6)和式(4-7)可以看出，系统扰动通道的时间常数 T_d 越大，该极点离虚轴越近，对应暂态响应的指数上升越缓慢，即扰动对系统输出的影响越缓慢，有利于系统克服干扰的影响，控制系统质量提高。反之，扰动通道的时间常数 T_d 越小，扰动对系统的输出作用越大，系统对干扰的克服不及时。

当 $T_0/T_d>1$ 时，控制通道对系统的动态作用减缓，而扰动通道对系统的动态作用加快，控制系统的动态品质变差；

当 $T_0/T_d<1$ 时，控制通道对系统的动态作用加快，而扰动通道对系统的动态作用减缓，控制系统的动态品质变好。



设 $T_0=35$，改变扰动通道的时间常数 T_d 分别为 10、35、50 下系统的扰动阶跃响应曲线如图 4-11 所示。

```
%研究扰动通道不同时间常数对系统的影响
Go = tf(2,[35 1]);
Kc = 1.5;
G1 = feedback(Go,Kc);
Td = [10  35  50];
hold on
for i = 1:length(Td)
    Gd = tf(5,[Td(i)  1]);
    G = Gd * G1;
    step(G);
end
gtext('Td = 10');gtext('Td = 35');gtext('Td = 50');
```

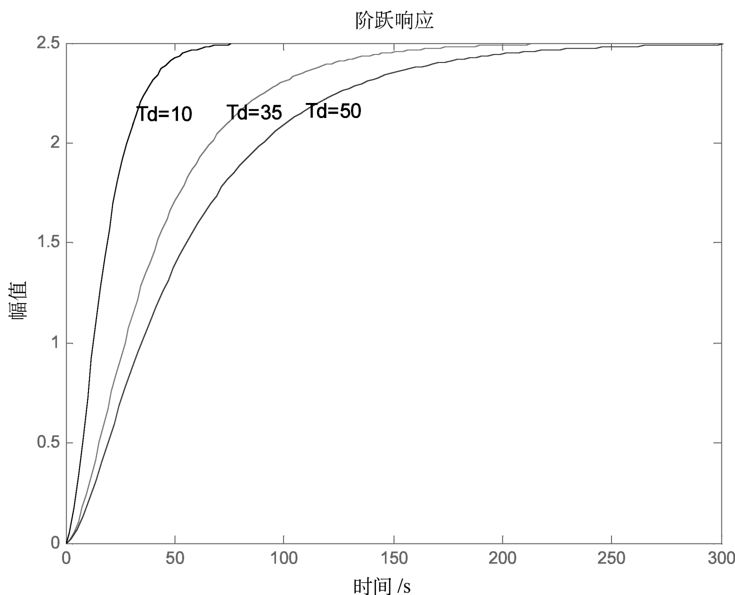


图 4-11 扰动通道不同时间常数下系统的扰动阶跃响应曲线

（6）控制通道时滞的影响

时滞 τ_0 指输出变量的变化落后于输入变量变化的时间。滞后的产生是由于介质的输送或热质传递需要一段时间所引起的，滞后时间 τ_0 也反映了被控对象的动态特性。

控制通道时滞 τ_0 为 15、30、45 时，系统 Simulink 仿真及响应曲线如图 4-12 所示，控制系统通道时滞 τ_0 越大，系统的动态偏差越大，系统超调量增大，过渡过程时间拖长，甚至导致系统不稳定。因此，为提高控制质量应使控制通道中的时滞尽可能小。

用 τ_0/T_0 反映系统时滞的相对影响。当 $\tau_0/T_0>0.2$ 时，简单控制系统已很难满足要求，要考虑采用复杂控制方案。在设计和确定控制方案时，设法减小 τ_0 值是必要的。例如，减小信号的传输距离和提高信号传输速度等。



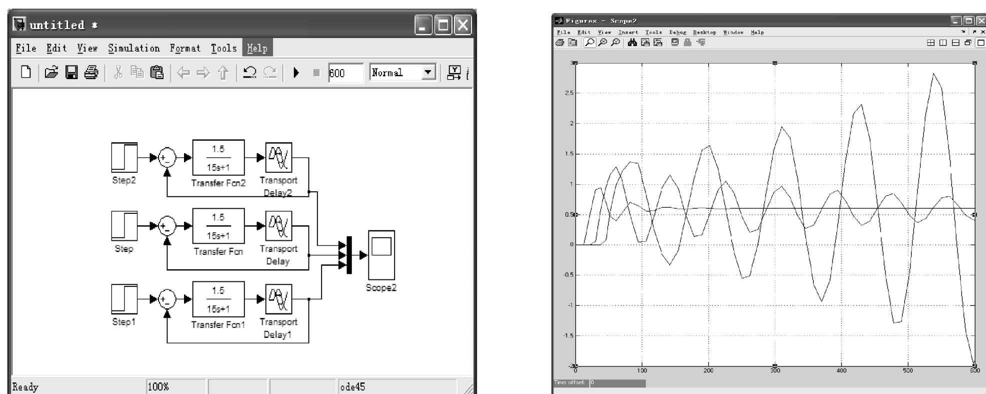


图 4-12　控制通道不同时滞的系统阶跃响应

（7）扰动通道时滞的影响

从系统的特征方程可以看到，扰动通道的时滞 τ_d 不会影响系统的特征值。因此，扰动通道的时滞对系统的稳定性没有影响，它仅仅表示扰动进入系统的时间先后，对系统的动态品质没有影响。

（8）扰动作用点的影响

扰动作用点离被控变量越远，扰动通道的时间常数越大，扰动对系统的影响越缓慢。

当工艺上允许有几种控制参数可供选择时，可根据被控过程扰动通道和控制通道特性，对控制质量的影响作出合理的选择。所以正确选择控制参数就是正确选择控制通道的问题。

另外，当被控对象传递函数有多个时间常数时，各时间常数的匹配对控制系统质量也有影响。

4.2.2　被控变量的选择

被控变量的选择是控制系统设计的核心，它对保证系统稳定，提高产品质量和数量，降低生产成本及系统的安全运行均起着十分重要的作用。对于不同的生产过程，需要深入生产现场，调查研究，在熟悉生产工艺的基础上才能正确合理地选择出被控变量。被控变量的选择常采用两种方法。

1. 直接参数法

根据反馈控制理论，在控制系统中选择能直接反映生产过程中产品产量和质量又易于测量的参数作为被控变量，称为直接参数法。例如，锅炉锅筒的液位，它能直接表征锅炉运行是否处于安全状态，是直接参数，还有热交换器中出口的温度、管道中的流量等能直接反映生产工艺状态及产品质量的参数均可作为被控变量。

当直接选择反映产品质量的参数作为被控变量比较困难或不可能时(如成分和物性参数的测量问题)，可采用间接参数法。

2. 间接参数法

选择那些能间接反映产品产量和质量又与直接参数有单值对应关系、易于测量、线性度较好的参数作为被控变量，称为间接参数法。例如氨合成塔的控制系统，在合成塔中进行的化学反应是 $N_2 + 3H_2 = 2NH_3 + Q$ 的一个可逆反应，转化率是其控制质量好坏的关键参数，



把它作为被控量最好。但是，就目前而言，转换率不可直接测量。进一步了解工艺可知，热点温度不仅反映化学反应的情况，而且在干扰作用下，它的变化比较显著。为此，在合成塔的控制中选择热点温度作为被控变量。

总之，在充分了解生产工艺的过程、特点及对系统的控制指标要求的基础上，选择能够反映工艺过程的被控变量。一般被控变量的选择原则有：

1）被控变量选取应考虑工艺生产的合理性和可行性。

2）尽量选择反映过程产品或质量的直接参数作为被控变量。

3）当直接参数无法获得或测量信号微弱时，可选择与直接参数有单值对应关系、且对直接参数变化灵敏的间接参数作为被控变量。

4）从提高控制系统的品质考虑所选择参数的测量变送装置应准确、迅速和可靠。

5）选择过程控制通道的放大系数 K_0 要适当大一些，时间常数 T_0 要适当小一些。纯时延 τ_0 越小越好，τ_0 与 T_0 之比应小一些。

6）选择过程扰动通道的放大系数 K_d 应尽可能小，时间常数 T_d 要大些，即扰动作用点远离被控变量。

7）所选被控变量和操纵变量之间的传递函数应尽可能简单，并且具有较好的动态和静态特性。

4.2.3 操纵变量的选择

控制系统在被控变量选择后，还需要选择操纵变量，使被控变量在外界干扰作用偏离设定值时，能够通过操纵变量的调节，有效克服干扰的影响使生产过程迅速、平稳地回到设定值。

操纵变量一般是从诸多影响被控变量的输入参数中选择一个对被控变量影响显著而且可控性能良好的输入参数作为操纵变量，而其他未被选中的所有输入量看作系统的干扰，通过改变操纵变量去克服干扰对系统的影响。

在生产过程中可能有多个控制变量均可作为操纵变量，操纵变量的选择需要考虑被控对象的特性及所选操纵变量构成的控制通道和扰动通道对控制系统的影响。

扰动作用——由扰动通道对过程的被控参数产生影响，力图使被控参数偏离给定值。

控制作用——由控制通道对过程的被控参数起主导影响，抵消扰动影响，以使被控参数尽力维持在给定值。

操纵变量选择的原则如下：

1）对象静态特性对控制质量的影响：操纵变量对被控变量的影响显著，控制作用强，要求控制通道的放大倍数要大些；扰动通道放大倍数则越小越好，扰动对被控变量的影响就越小。

2）对象动态特性的影响：对象动态特性一般可由时间常数和纯滞后来描述。

① 扰动通道特性的影响：扰动通道的时间常数越大，干扰对被控变量的影响越缓慢，即对控制质量的影响越小。扰动通道的纯滞后不会影响控制质量。

② 控制通道的影响：控制通道中时间常数小、反应灵敏、控制及时，有利于克服干扰的影响，但时间常数过小，容易引起过渡过程的振荡；时间常数过大，控制作用迟缓，被控变量的超调量加大，过渡过程时间增长。



纯滞后的存在使操纵变量对被控变量的作用推迟。控制作用的推迟，不但使被控变量的超调量加大，还使过渡过程振荡加剧，调节时间也增长，控制质量变坏。

3）构成的控制系统其控制通道特性应具有足够大的放大倍数、比较小的时间常数及尽可能小的纯滞后时间。

4）系统主要扰动通道特性应该具有尽可能大的时间常数和尽可能小的放大系数，或干扰作用点远离被控变量。

5）应考虑工艺上的合理性、经济性。一般来说，不宜选择生产负荷作为操作变量，以免使产量受到影响。

4.2.4　检测变送环节

控制系统的被控变量是通过检测变送单元反映的，并与设定值比较产生偏差信号。控制器运算发出控制信号，被控变量参数的测量和变送必须迅速准确地反映其实际变化情况，为系统控制设计提供准确的控制依据。

通常生产过程参数的测量均含有滞后，因此测量变送环节的传递函数为

$$G_m(s) = \frac{K_m}{T_m s + 1} e^{-\tau_m s} \tag{4-8}$$

检测变送环节滞后的存在使得系统的控制质量降低，减小 T_m 和 τ_m 均对提高系统的控制质量有利。若 T_m 较大，则会使检测曲线与实际参数之间产生较大的动态误差。从减小测量变送环节误差角度考虑，要选择检测变送环节的 K_m 大一些，滞后时间尽可能小或无滞后。另外，设计测量和变送环节时，还要考虑信号的线性、信号滤波等。

检测变送是控制系统的源头，为提高控制系统的控制效果，应对信号检测变送的时滞采取一些措施：

1）选择快速测量元件和合适的测量点位置，尽量采用电信号传送。

2）若测量信号为电信号，控制器为气动信号，则将转换器安装在控制器附近，以缩短气压信号的传送距离。

3）若测量信号为气动信号，控制器为电动信号，应在现场安装气—电转换器，以减少传递时间。

4）若测量信号和控制器为气动信号，应提高信号传送功率，减小滞后。

5）可采用在测量元件后引入微分环节，以减小或消除测量环节的容量滞后。

另外，检测变送环节的信号还应包括信号补偿、线性化、信号滤波、数字处理、信号报警等。

例如喷雾式干燥塔控制系统设计，如图 4-13 所示为碳酸钙浆液干燥过程示意图。

碳酸钙浆液干燥过程工艺流程：碳酸钙浆液与加压空气由底部进入塔内，经喷嘴喷出呈雾状。另一路空气由鼓风机送至换热器加热后，与未加热的空气混合后进入干燥塔内，以蒸发浆液中的水分，成粉

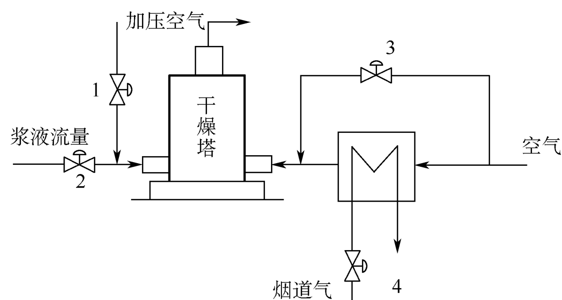


图 4-13　碳酸钙浆液干燥过程示意图



状，并随空气一起送出。最后经旋风分离器分离，得到粉状碳酸钙(产品)。

1. 被控变量的选择

经分析，生产工艺对干燥后的产品湿度要求稳定，即含水量波动不能太大。作为直接被控变量的应该是出口处的湿度。但是干燥塔出口处的湿度测量十分困难，根据对生产工艺分析，产品的湿度与塔出口温度密切相关，若保证温度波动小于 2 ~ 5℃，则湿度指标符合质量要求。为此，采用选择间接参数——干燥塔出口温度作为被控变量。

2. 操纵变量的选择

对系统工艺分析，影响干燥塔出口温度的主要因素有加压空气流量、浆液流量、旁路空气流量、烟道流量，即系统有四种变量可作为操纵变量。

若采用加压空气流量作为操纵变量，空气直接进入干燥塔，控制通道时滞最小，对干燥温度的控制作用最灵敏。其他变量构成的干扰通道相对滞后较大，整个控制系统的品质比较好，应该选择方案。但是从工艺看，加压空气的作用是将浆液喷成雾状，其流量的大小影响浆液的雾化程度。当浆液流量确定后，加压空气的流量应保持某一常数值。而这是一个不可控的因素，所以此方案不可采用。

若采用浆液流量作为操纵变量，控制通道滞后小，系统的控制作用及时。但是，浆液流量决定着生产负荷，如果取它为操纵变量将影响产量，这是工艺过程所不容许的。所以此方案也不可选取。

若选择旁路空气作为操纵变量，浆液流量作为扰动信号，其构成的控制通道的滞后也较小。同时扰动通道的时滞较大，控制系统的效果最好。

若选择烟道气流量作为操纵变量，浆液流量作为扰动信号，其构成的控制通道的滞后也较小，但比旁路空气作为操纵变量构成的系统时滞大一些。

总体分析几种控制方案，并考虑生产工艺的具体情况，得出选择旁路空气作为系统的操纵变量。

干燥塔总体控制方案为：加压空气单独设计一流量控制系统，以排除其对干燥塔温度的影响；在温度控制系统中，取塔出口温度为被控变量，旁路空气为操纵变量。

4.2.5 执行器(调节阀)的选择

执行器(调节阀)包括执行机构和调节机构两部分，它是过程控制系统中的一个重要环节。执行器的作用是接受调节器送来的控制信号，并转换成直线或角位移，改变管道中介质的流量，从而实现生产过程参数的自动调节。

1. 根据所使用的能源分类

1）以压缩空气为能源的气动执行器(即气动调节阀)，主要有薄膜式和活塞式两大类，在过程工业中气动薄膜式应用最广，气动执行器的输入信号为 20 ~ 100kPa。气动调节阀结构简单、动作可靠、维护方便、输出力矩大、价格低廉，可以与气动调节仪表配套使用，也可通过电气转换器与工业控制计算机配套使用，因此广泛应用于化工、石油、冶金、电力等工业生产中。其缺点是动作时间长，不适合远距离传输。

2）以电为能源的电动执行器(即电动调节阀)，其输入信号为直流 0 ~ 10mA 或 4 ~ 20mA。电动调节阀可控性高，控制性能好，抗干扰能力强，但结构复杂、价格较贵，并且需要考虑防爆问题。

3）以高压液体为能源的液动执行器(即液动调节阀)，在相同输出功率下，液压传动装置的体积大，管路较复杂，液体的可压缩性和易于泄漏影响了精确的定比控制。它不适应远距离的传动控制，在需要大功率、高精度控制的场合，可采用液压调节阀。

2. 根据输出位移形式不同分类

根据输出位移形式不同，执行器分为转角型和直线型。

3. 根据动作规律不同分类

根据动作规律不同，执行器分为开关型、积分型和比例型。

1）开关型执行器只具有全开和全关两种状态，用于开关式控制系统，常见于电磁阀。

2）积分型执行器具有正向等速运动、反向等速运动和停止三种状态，可实现任意阀门开度的调节。

3）比例型执行器的输出位移与输入信号为比例关系。

4. 调节阀的流量特性

调节机构，也称调节阀、控制阀，它是一个局部阻力可变的节流元件。在执行机构输出力作用下，阀芯在阀体内移动，改变阀芯与阀座之间的流通面积，从而使被控介质的流量发生变化，达到改变操纵变量的目的。

从自动控制的角度来看，调节阀的流量特性对整个控制系统的动静态特性有很大的影响，而调节阀流量特性是指介质流过调节阀的相对流量与阀门的相对开度之间的关系。其数学表达式为

$$\frac{q_{\mathrm{v}}}{q_{\mathrm{vmax}}}=f\left(\frac{l}{L}\right) \tag{4-9}$$

式中　$q_{\mathrm{v}}/q_{\mathrm{vmax}}$——相对流量，即调节阀某一开度流量与全开流量之比；

l/L——相对开度，即调节阀某一开度行程与全行程之比。

一般来说，改变调节阀阀芯与阀座间的流通截面积便可实现对流量的控制，但实际上流过调节阀的流量不仅与阀的开度有关，而且与阀门前后的压降有关。工作中的调节阀，当阀的开度改变时，不仅流量发生了变化，阀前后压差也发生了变化。

根据控制阀两端的压降，流量特性分为理想流量特性和工作流量特性。

(1) 理想流量特性(固有流量特性)

当调节阀前后压降固定不变时，得到的流量特性称为理想流量特性。理想流量特性是调节阀所固有的特性，它完全取决于阀芯的形状。常见的理想流量特性有直线、对数(等百分比)、抛物线和快开四种，如图 4-14 所示。

1）直线流量特性：调节阀的相对流量与阀芯的相对开度成直线关系，即调节阀相对开度变化所引起的相对流量变化是常数。其数学表达式为

$$\frac{\mathrm{d}\left(\frac{q_{\mathrm{v}}}{q_{\mathrm{vmax}}}\right)}{\mathrm{d}\left(\frac{l}{L}\right)}=K \tag{4-10}$$

式中　K——调节阀的放大系数。

对式(4-10)进行积分得

$$\frac{q_{\mathrm{v}}}{q_{\mathrm{vmax}}}=K\frac{l}{L}+C \tag{4-11}$$



式中　　C——积分常数。

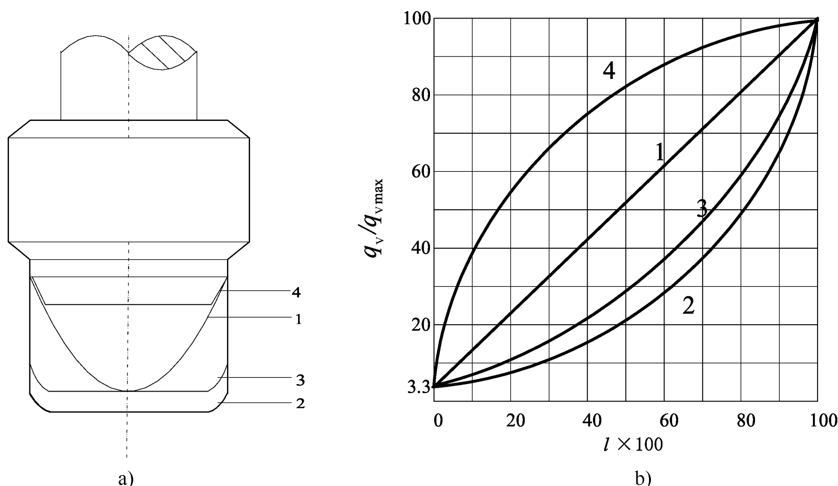


图 4-14　理想流量特性

a）阀芯形状　b）理想流量特性

1—直线流量特性　2—对数流量特性　3—抛物线流量特性　4—快开流量特性

从直线流量特性的表达式看，阀芯相对开度变化所引起的流量变化是相等的。但是，它的流量相对变化量(流量变化量与原有流量之比)是不同的。直线流量特性控制阀在小开度时，流量相对变化量大，控制性能好，灵敏度高，控制作用强，易引起振荡；在大开度时，其流量相对变化最小，灵敏度低，控制作用弱，控制缓慢，不利于控制系统的正常运行。

2）对数(等百分比)流量特性：对数流量特性指调节阀的相对流量与相对开度之间为对数关系，即单位相对行程变化所引起的相对流量变化与该点的相对流量成正比。其数学表达式为

$$\frac{\mathrm{d}\left(\dfrac{q_v}{q_{vmax}}\right)}{\mathrm{d}\left(\dfrac{l}{L}\right)} = K\left(\frac{q_v}{q_{vmax}}\right) = K_x \tag{4-12}$$

控制阀的放大系数 K_x 随相对流量的变化而变化。

积分式(4-12)得

$$\ln\frac{q_v}{q_{vmax}} = K\frac{l}{L} + C \tag{4-13}$$

对数流量特性的曲线斜率是随着流量地增大而增大的，但是相对开度变化引起的流量相对变化值是相等的。对数(等百分比)流量特性在调节阀为小开度时，放大系数较小，控制平稳缓和；而调节阀在大开度时，放大系数较大，控制及时有效。因此，对数流量特性对过程控制系统是有利的。

3）抛物线流量特性：抛物线流量特性指单位相对开度变化所引起的相对流量变化与该点的相对流量值的平方根成正比。其数学表达式为

$$\frac{d\left(\frac{q_v}{q_{vmax}}\right)}{d\left(\frac{l}{L}\right)}=K\left(\frac{q_v}{q_{vmax}}\right)^{\frac{1}{2}} \tag{4-14}$$

其特性介于直线与对数流量特性之间，通常可用对数流量特性来近似代替。

4）快开流量特性：快开流量特性指调节阀的单位相对开度所引起的相对流量变化与该点相对流量值成反比。其数学表达式为

$$\frac{d\left(\frac{q_v}{q_{vmax}}\right)}{d\left(\frac{l}{L}\right)}=K\left(\frac{q_v}{q_{vmax}}\right)^{-1} \tag{4-15}$$

快开流量特性在小开度时流量就比较大，随着开度的增大，流量很快就达到最大。它主要适用于位式控制或程序控制系统。

（2）工作流量特性

实际应用时，调节阀与其他设备串联或并联安装在管道中，调节阀两端的压差是变化的，此时调节阀的相对流量与相对开度之间的关系称为工作流量特性。理想流量特性会因调节阀前后压差受阻力损失而畸变成工作流量特性。

为衡量调节阀实际工作流量特性相对于理想流量特性的变化程度，用阻力比系数 S 来表示。

1）串联管道（调节阀与设备串联）的工作流量特性：如图 4-15 为控制阀与其他设备串联工作。

如果外加压力 P_t 恒定，当调节阀开度加大时，随着流量的增加，设备及管道上的压降 P_p 将随着流量的增大而成平方增大，调节阀前后的压差 P_v 将逐渐减小。因此，在同样的阀芯位移下，流量变化与阀前后保持恒定压差的理想情况相比，流量特性发生畸变。

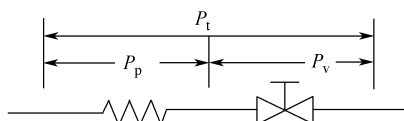


图 4-15　串联管道

以 S 表示调节阀全开时阀上压差与系统总压差之比，称为全开阀阻比，即

$$S=\frac{P_{vmax}}{P_t}=\frac{P_{vmax}}{P_{vmax}+P_p} \tag{4-16}$$

当 $S=1$ 时，管道阻力损失为零，调节阀上的压差即为系统的总压差。其工作特性与理想特性一致，随着 S 值的减小，管道阻力损失增加，不仅控制阀全开时的流量减小，而且流量特性也发生畸变，如图 4-16 所示。随着 S 值的减小，工作特性与理想特性的偏离也越来越大，造成小开度时放大系数增大，控制系统不稳定；大开度时放大系数减小，控制迟缓，控制质量下降。实际系统中 S 应在 0.3 ~ 0.5 之间。

2）并联管道的工作流量特性：在实际过程控制中，调节阀一般都装有旁路阀，以备手动操作和维护调节阀用。生产量提高或其他原因使介质流量不能满足工艺生产要求时，可打开旁路，以满足生产所需。并联管道如图 4-17 所示。

并联管道中调节阀全开流量 Q_{100} 与总管最大流量 $Q_{\sum max}$ 之比定义为阀全开流量比 S_{100}，即

$$S_{100}=\frac{Q_{100}}{Q_{\sum max}}=\frac{Q_{100}}{Q_{100}+Q_e} \tag{4-17}$$



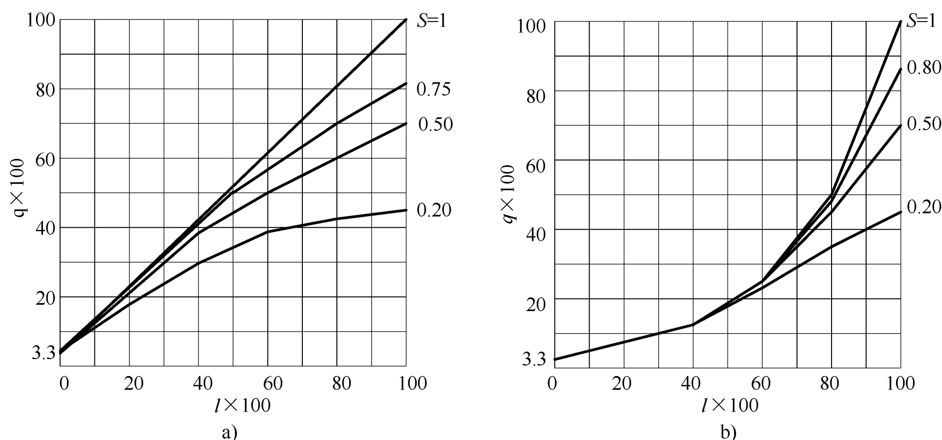


图 4-16　串联管道的工作流量特性

a）线性阀特性的畸变　b）对数阀特性的畸变

$S_{100}=1$ 时，旁路关闭，并联管道工作流量特性为调节阀的理想流量特性。图 4-18 所示为并联管道在不同 S_{100} 值时的工作流量特性。随 S_{100} 值的减小，旁路阀逐渐开大，管路中可控的流量减小，严重时会使并联管路中的调节阀失去控制作用。并联工作时，根据现场使用经验，旁路流量只能为总流量的百分之十几，S_{100} 值不能低于 0.8。

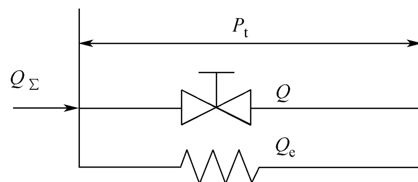


图 4-17　并联管道

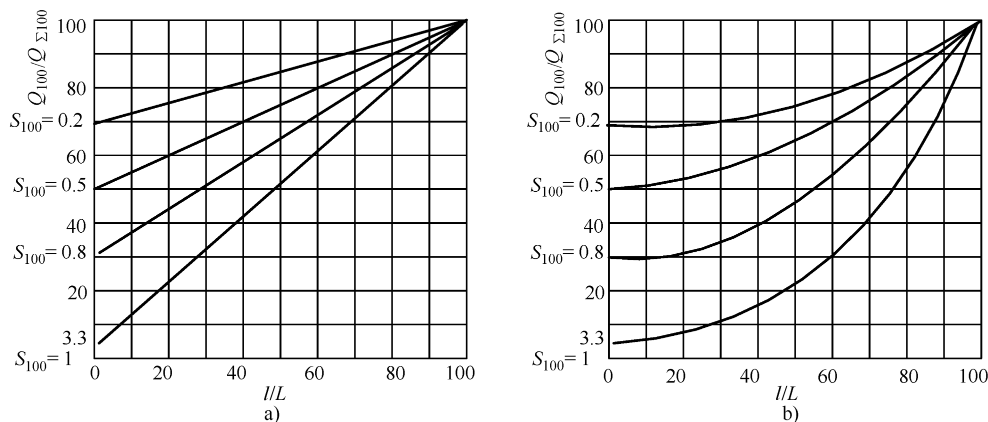


图 4-18　并联管道调节阀的工作流量特性

a）线性调节阀流量特性　b）对数调节阀流量特性

总之，串、并联管道都会使调节阀的理想特性发生畸变，且管道串联时畸变程度更大；串、并联管道都会使系统控制阀的可调比下降，并联管道更为严重；串联管道使系统总流量减小，并联管道使总流量增加；串联管道控制阀小开度时放大系数增大，阀大开度时，放大系数减小；并联管道控制阀的放大系数在任何开度时都比原来的小。

实际系统中，调节阀既有旁路又有串联设备，因此它的理想流量特性畸变更严重，管道系统可调比下降更严重，调节阀甚至起不了作用。



为了保持控制系统在整个工作范围内均具有较好的品质，应该使系统在整个工作范围的总放大倍数尽可能保持恒定。通常，测量变送器、控制器和执行机构的放大倍数为常数，但被控对象的特性往往是非线性的，为此选择调节阀的特性来补偿对象的非线性特性，如图 4-19 所示，从而保证整个系统在工作范围内都有较好的控制质量。例如，若被控对象的放大倍数随负荷的增大而减小，如果选用放大倍数随负荷增大而增加的调节阀，就可使两者互相补偿，从而保证系统具有较好的控制质量，具有对数特性的调节阀可以满足这种需要。若被控对象的特性是直线性的，则应选择具有直线流量特性的调节阀。另外，在确定调节阀时，还必须考虑管道、设备的连接情况以及其他装置的特性，并由工作流量特性推出需要的理想流量特性。

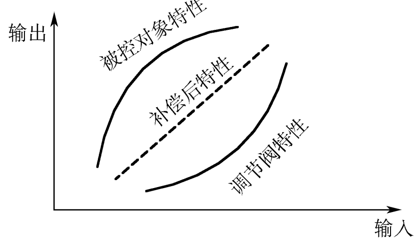


图 4-19　被控对象与调节阀特性的补偿

5. 调节阀口径的选择

调节阀口径大小的选择直接决定着控制介质流过它的能力，同时影响控制质量及生产的经济效益。从控制角度看，调节阀门口径过小，一方面会增加系统的阻力，甚至会出现阀门口径 100% 开启时，系统仍无法达到设定的容量要求，在干扰大时，系统会因流量不足而失控，导致严重后果。另一方面阀门将需要通过系统提供较大的压差以维持足够的流量，阀门易受损害，对阀门的寿命影响很大。调节阀口径不能过大，选择的阀门口径过大，不仅增加工程成本，而且还会引起阀门经常运行在低百分比范围内，引起调节精度降低，使控制性能变差，而且易使系统受冲击和振荡。

调节阀口径根据工艺要求的流通能力确定，即根据提供的工艺条件(即给定的介质流量、调节阀两端的压差、系统要求的可调比等)，计算出调节阀的流通能力，再依据其流通能力确定调节阀的口径，最后验证调节阀的开度和可调比。通常要求正常情况下最大流量时阀门开度为 90%，最小流量时阀门开度为 10%，并留有一定的余量，同时还要考虑控制阀的流量特性。但也必须防止过多地考虑余量，使阀口径选择过大，这不仅会造成经济损失、系统能耗大，而且阀门处于小开度时，系统可调比减小，调节性能变坏，严重时还会引起振荡，使阀的寿命缩短，特别是高压调节阀，更要注意这一点。

6. 阀门定位器

阀门定位器是气动执行器的一种辅助装置，与控制阀配套使用，它利用负反馈原理，把从控制器来的信号作为输入信号。控制阀的阀杆位移信号作为反馈信号构成闭环系统，来改善控制阀的定位精度并提高灵敏度，从而使调节阀处于精确定位。阀门定位器的主要作用有：

（1）提高系统的控制精度

阀门定位器可有效地克服阀杆的摩擦并消除控制阀不平衡的影响，提高控制阀的精度和可靠性，实现控制阀准确定位。

（2）改善调节阀的流量特性

阀门定位器可克服填料与阀杆的摩擦力，使调节阀的直线流量特性、对数流量特性互换使用。

（3）改善调节阀的动态特性



利用阀门定位器，克服介质压差对阀门不平衡力，提高阀门动作速度，有效地克服气压信号的传递滞后，加快阀杆移动速度。

（4）实现分程控制

阀门定位器可将控制信号分段，分别控制不同的执行机构，以实现分程控制。

（5）确保调节阀的准确定位

通过阀门定位器可以提高控制信号与执行机构输出位移之间的线性度，从而保证调节阀的准确定位。一般在快速响应系统中，采用电—气转换器；在慢速响应系统中，采用电—气阀门定位器。

7. 调节阀气开与气关形式的选择

调节阀可分为气开阀和气关阀(气闭阀)两种作用方式。当输入信号压力增大、控制阀的开度也增大时，称气开阀，即信号压力大于某一值时，阀门开始打开，并且随着压力增大阀的开度也增大；反之，当输入信号压力增大时，控制阀开度减小，则称气关阀，即信号压力增大而阀门开度反而关小。

对于控制系统究竟选择气开阀还是气关阀，要根据具体的生产工艺要求来决定。一般来说，应从以下原则来考虑：

（1）生产的安全性

控制阀形式的确定首先从事故状态时人身、工艺设备的安全性来考虑。即当气源中断、设备原料短缺或控制器出现故障而无输出信号或控制阀膜片破裂而漏气等使控制阀无法正常工作时，应确保生产工艺、设备及人身的安全，确保不致发生安全事故。例如，图 4-20 所示锅炉锅筒液位控制系统，为避免当气源中断时锅炉锅筒被烧坏，控制阀应选择气关阀。

若要保证蒸汽中不带有液，以免损坏后续设备蒸汽透平，控制阀应选择气开阀。

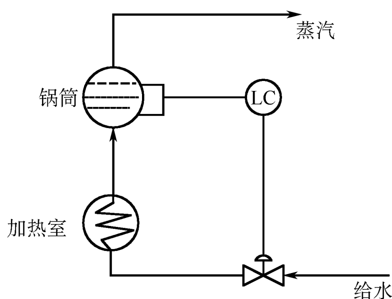


图 4-20　锅炉锅筒液位控制系统

可见，即使是同一个调节阀，由于从工艺或安全的不同角度考虑，其气开、气关形式也可能是不一样的。在这种情况下就要分清主要矛盾和次要矛盾，并权衡利弊来选择控制阀的形式。

（2）保证产品质量

当控制阀无法正常工作时，控制阀所处的状态不应降低产品的质量。例如，精馏塔系统的回流量控制阀常选择气关阀，因为系统一旦发生故障，控制阀全开，则生产处于全回流状态。这就防止了不合格产品的蒸发，从而保证了精馏塔塔顶产品的质量。

（3）事故状态下降低原料、成品、动力的损耗

考虑在事故状态下减少经济损失(降低原料、成品、动力的损耗)来考虑控制阀的形式。例如，精馏塔进料的控制阀常采用气开式，因为故障发生时，阀门处于全关状态，不再给精馏塔进料，以避免造成原料的浪费。

（4）从介质的特点考虑

如果被控制系统中的介质易于蒸发，为保证发生事故时不至于浪费原料，应选择气开阀；但是，如果介质是易结晶、易聚合、易凝结的液体，不允许停止供气时，则应选择气



关阀。

8. 控制器正、反作用的确定

控制器的正作用指当控制器输入的偏差增加时，控制器的输出也增加；反之，控制器的反作用指当控制器输入的偏差增加时，控制器的输出为减小。

控制器正、反作用的选择是控制系统是否正常运行与安全操作的重要问题。控制系统能够稳定运行的必要条件之一是构成负反馈系统，即被控变量偏离要求值时，控制作用应能产生相反的控制作用，使被控量回到设定值。控制器正、反作用方式的确定必须在控制阀的开、关形式确定之后。

控制器正、反作用确定的方法有两种：逻辑推理法和符号法。

（1）逻辑推理法

首先假设控制器的作用为正(或反)作用，再从系统的控制看其是否符合设计意图，即设计目的。若符合假设则控制器作用为正；若不符合假设则控制器为反作用。

逻辑推理法示意图如图 4-21 所示。

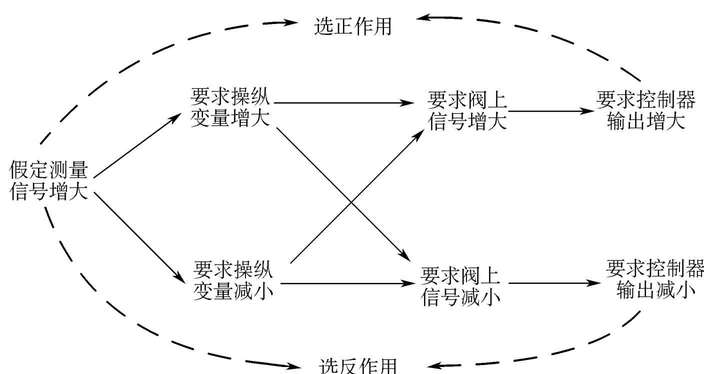


图 4-21　逻辑推理法示意图

例如加热炉温度控制系统，如图 4-22 所示。

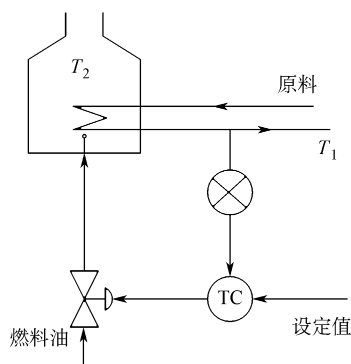


图 4-22　加热炉温度控制系统

从生产工艺分析：在停气或原料油短缺时，燃料油应停止进入加热炉，燃料油阀选择为气开形式。

在控制阀选择为气开阀下，假设控制器为正作用，采用逻辑推论来看，出口温度如果高于设定值，比较产生的偏差增大，控制器正作用，控制信号增大，而控制阀为气开阀。所以阀门开度增大，燃料油输入量增加，加热炉温度升高，出口温度升高。这与控制系统设计意图相反，所以原假设不正确。控制器应为反作用。

（2）符号法

在此规定：

1）控制阀：若控制阀为气开式，取“+”号；控制阀为气关式，取“−”号。

2）控制器：控制器为正作用方式，取“+”号；控制器为反作用方式，取“−”号；

3）被控对象：当通过控制阀的物料或能量增加时，按工艺机理分析。若被控量随之增加则被控对象取“+”号。反之，若被控量随之减小则被控对象取“−”号。



4）变送器：一般情况下，变送器取“＋”号为保证控制系统为负反馈的闭环系统来确定控制器的作用方式。

控制器正、反作用选择的判别式为：(控制器“±”)(控制阀“±”)(对象“±”)(变送器“＋”)＝“－”。

例如，对于锅炉锅筒水位控制系统，为了避免在断气时锅炉供水中断而烧干爆炸，控制阀选择为气关式，符号为“－”；当进水量增加时，被控量水位是增加的，所以被控对象符号为“＋”；变送器符号为“＋”，则根据符号判别式得到控制器的符号为“＋”，所以控制器选择为正作用方式。

9. 调节器控制规律的选择

简单控制系统是由被控对象、控制器、执行器和测量变送装置构成的，通常将被控对象、执行器和测量变送器统称为控制系统的广义对象。在广义对象特性确定的情况下，要想提高控制系统的稳定性和控制的动态、静态质量只能通过选择合适的控制规律和控制器参数来完成。

控制规律的选择应根据对象特性、负荷变化、主要扰动和控制系统的性能指标要求等具体情况来考虑，同时还要考虑控制系统的经济性以及适用性等。

目前简单过程控制系统中常用的控制规律有位式控制、比例控制、比例积分控制、比例微分控制、比例积分微分控制等。

(1) 位式控制

位式控制又称为开关控制，是最简单的一种控制方式。理想的位式控制如图 4-23a 所示。当偏差 $e(t)$ 在零附近波动时，会引起执行机构的频繁动作，容易造成运动部件的损坏，而执行机构的输出反复高频率地变化也没必要。实际的位式控制器特性如图 4-23b 所示。控制器在偏差较小时有一个中间不灵敏区，使开和关的转换不在偏差的同一值上，这样避免了执行机构开关的频繁程度。

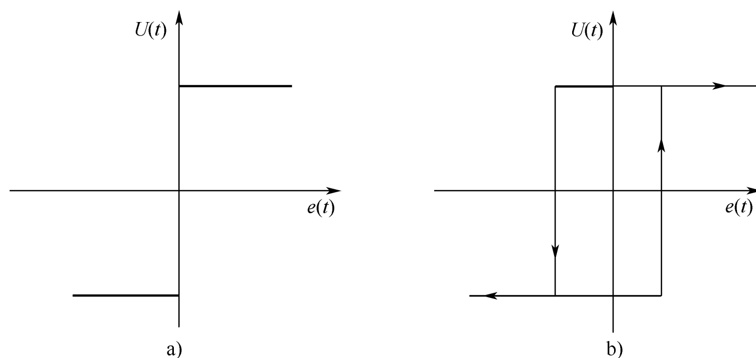


图 4-23　位式控制

a）理想位式控制　b）实际位式控制

位式控制结构简单、成本较低、易于实现，因此应用很普遍。在工业过程生产中，如对控制质量要求不高，且允许进行位式控制时，可采用双位控制器构成双位控制系统。如空气压缩机贮罐的压力控制，恒温箱、电烘箱、管式加热炉的温度控制等就常采用双位控制系统。

双位控制的特点是，控制器只有最大与最小两个输出值；执行器只有“开”与“关”两个极限位置。因此，对象中物料量或能量总是处于严重的不平衡状态，被控变量总是剧烈振荡，得不到比较平稳的控制过程。为了改善这种特性，控制器的输出可以增加若干个中间值。即当被控变量在某一个范围内时，执行器可以处于某一中间位置，以使系统中物料量或能量的不平衡状态得到缓和，这就构成了多位式控制规律。

（2）比例控制

比例控制具有抗干扰能力较强、控制及时、过渡过程时间较短等优点，但纯比例控制无法消除余差，且负荷变化越大余差越大。所以当广义对象控制通道时间常数较小、负荷变化较小、工艺要求不高时，可选择比例控制规律，如中间贮罐的液位控制系统。

（3）比例积分控制

比例积分控制可以有效地降低偏差，甚至消除偏差，但积分的加入会使系统的稳定性降低。为保证系统的稳定性，在增加积分作用的同时加大比例度，使系统的稳定性基本保持不变，但系统的超调量、振荡周期、调节时间均会增大。所以，比例积分控制适用于广义对象控制通道时间常数较小、负荷变化也不大、工艺要求系统无余差的情况，如管道压力控制系统。

（4）比例微分控制

微分的引入能及时反映偏差的变化率，具有超前控制作用，对于广义对象具有较大滞后时，将会有效地改善系统的动态特性。但是微分对于频繁的干扰及测量信号中的高频噪声将比较灵敏，使得控制系统产生振荡，严重时会使系统不稳定。所以，对于广义对象控制通常时间常数较大或对象时滞较大时，可采用比例微分控制。但对于系统噪声较大的系统则不选择比例微分控制，如流量控制系统。

（5）比例积分微分控制

比例积分微分控制综合了比例、积分、微分控制各自的优点，对于广义对象控制通道时间常数较大或对象时滞较大、负荷变化较大、控制系统动态偏差较小和控制精度要求较高的系统采用比例积分微分控制，如温度控制、成分控制。

（6）复杂控制

当广义对象控制通道时间常数或对象滞后很大、负荷变化亦很大或对象有强干扰时，简单控制系统已不能满足要求，应设计复杂控制系统，如串级控制、前馈控制等。

除了上述根据广义被控对象特性来选择控制规律外，如果广义被控对象的传递函数可用 $G(s)=K\mathrm{e}^{-\tau s}/(Ts+1)$ 来近似表示，则控制规律的确定可根据对象的 τ/T 的比值来选择。

1）$\tau/T<0.2$ 时，选用比例或比例积分控制规律；

2）$0.2\leqslant\tau/T<1.0$ 时，选用比例积分或比例积分微分控制规律；

3）$\tau/T\geqslant1$ 时，单回路反馈控制系统已不能满足控制要求，应根据具体情况，采用其他控制方式。

当被控对象的 $\tau/T=0.5$ 时 $\left(G(s)=\dfrac{8\mathrm{e}^{-180s}}{360s+1}\right)$ 采用 P、PI、PID 控制规律的 Simulink 仿真图及响应曲线如图 4-24 所示。

当被控对象的 $\tau/T=0.1$ 时 $\left(G(s)=\dfrac{8\mathrm{e}^{-18s}}{180s+1}\right)$ 采用 P、PI、PID 控制规律的 Simulink 仿真



响应曲线如图 4-25 所示。

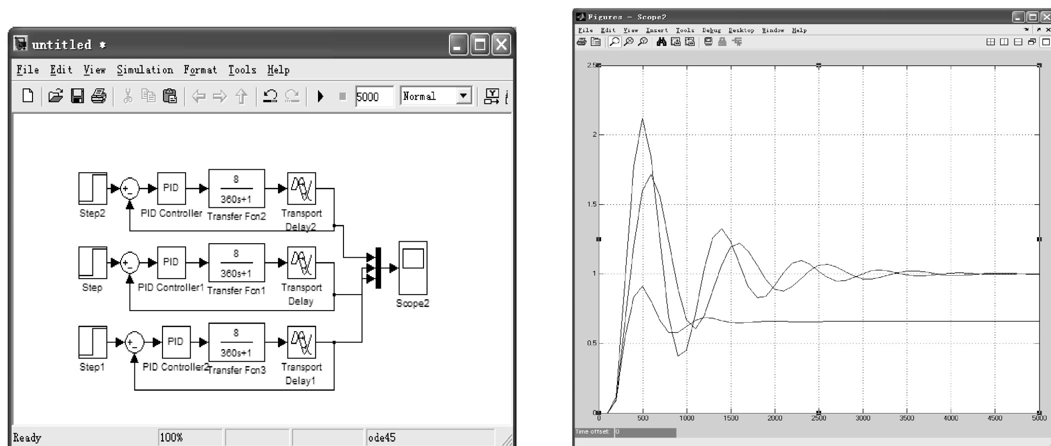


图 4-24　$\tau/T=0.5$ 时 P、PI、PID 控制规律响应曲线

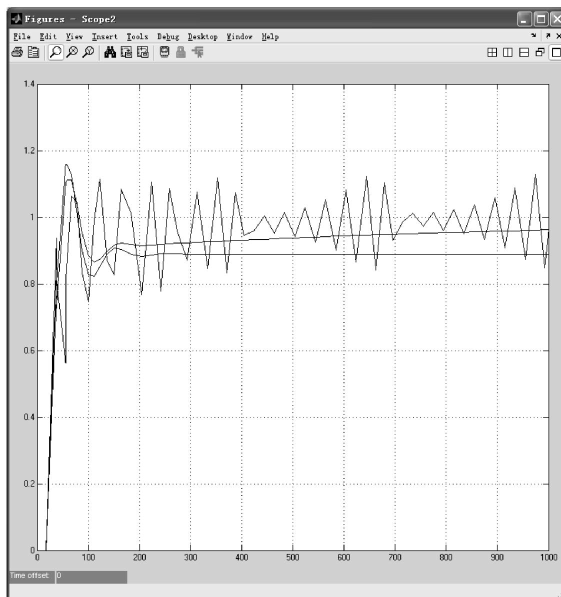


图 4-25　$\tau/T=0.1$ 时 P、PI、PID 控制规律响应曲线

4.3　简单过程控制系统的 Simulink 仿真

在奶粉生产过程中，干燥工序是奶粉生产的最重要环节之一，喷雾干燥过程是物料由泵送至喷雾干燥器内，由雾化器将其分散为小雾滴；空气经加热送入干燥室内与料雾混合、接触；最后完成干燥过程。喷雾式干燥过程示意图如图 4-26 所示。

奶粉喷雾干燥过程的生产工艺要求是将原料奶液用空气干燥成奶粉，首先通过管道供气设备将物料——已浓缩的奶液(由于将液体奶制造成奶粉的喷雾干燥器的能量消耗大(相当于 1.7kg 蒸气,蒸发 1kg 水)，所以常常是将奶液在引入喷雾干燥器之前进行浓缩，形成浓缩

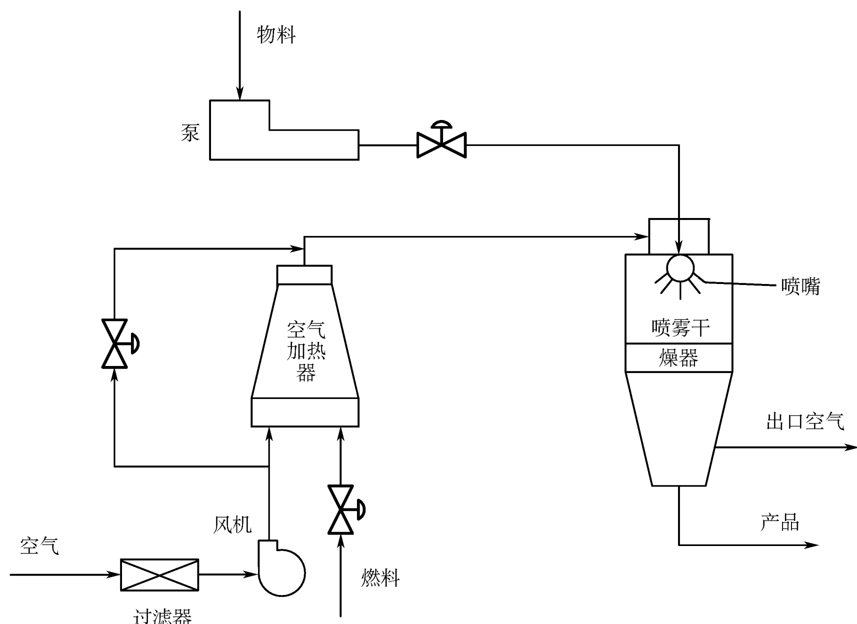


图 4-26　喷雾式干燥过程

的奶液）送入干燥室；干燥空气经过过滤之后被一涡轮式风扇以高速引入，经过空气加热器（这一加热器可以是蒸气辐射式的,亦可以是均匀热油循环加热器）将空气从室温加热至干燥温度 150～200℃；干燥箱有一锥形的底部，热空气通过顶部空气分配系统进入，雾化奶滴是从非常接近刚进来的热空气的位置进入，热空气立即与雾化奶滴相接触，这样迅速的混合可立即使水分瞬间蒸发；使奶粉干燥成颗粒，大部分都降至其底部，通过管道空气排出，干燥了的奶粉再行分离，输出产品——奶粉。干燥后成品质量要求高，含水量波动不能过大。

影响奶粉产品的产量和质量与许多因素有关，如料浆中固形物的含量、热风温度、空气流率、进入雾化器的浓缩液流等。而产品的最终含水量与干燥器热风进口温度、加热器出口温度及干燥器内负压等参数有直接关系。经分析可知，干燥器进口温度是控制干燥产品质量的最主要因素，因此将干燥器进口温度选作被控变量。而影响干燥温度的因素有物料流量、空气流量和燃料变化。系统可选择三种操纵变量构成温度控制系统。

方案Ⅰ：如图 4-27 所示，将物料流量作为操纵变量，物料经泵送入干燥器，通道滞后

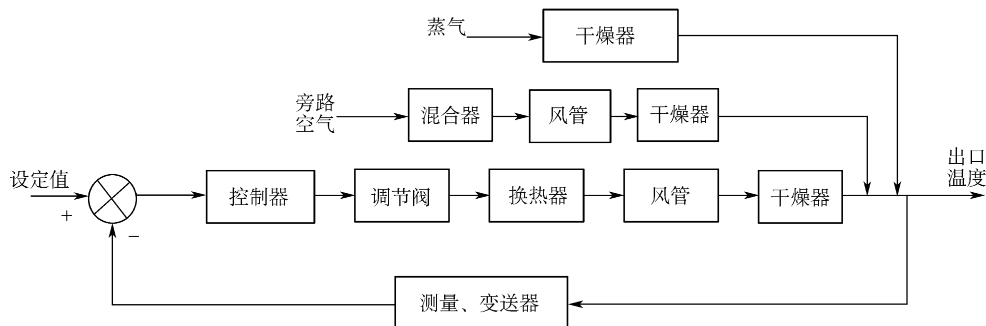


图 4-27　操纵变量为物料流量的控制系统



时间最短，对干燥温度的调节作用最灵敏，并且干扰所处的位置靠近调节阀，似乎最适宜作为操作变量。但是从工艺分析看，物料流量是生产负荷，需要维持稳定才能保证产量，所以它不宜作为操作变量。

方案Ⅱ：如图 4-28 所示，以旁路空气作为操纵变量，旁路空气经与热风混合后，再经过风管进入干燥器。与方案Ⅰ相比它构成的调节通道时滞大，控制的灵敏度次之。

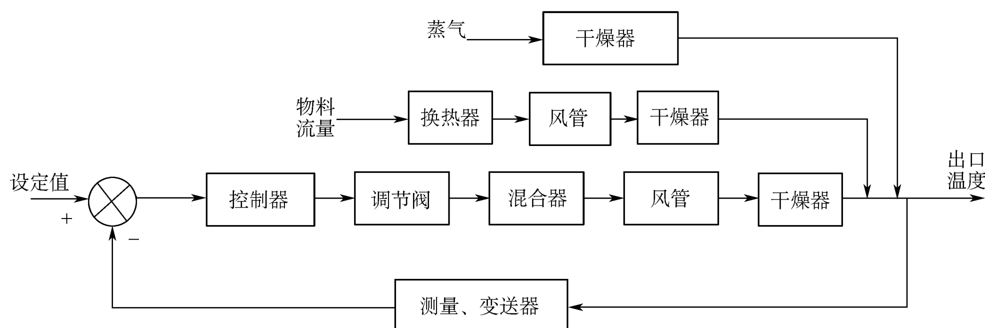


图 4-28　操纵变量为旁路空气的控制系统

方案Ⅲ：如图 4-29 所示，选择蒸气流量作为操纵变量调节通道长，容量滞后大，控制的灵敏度差，所有干扰进入位置均靠近被控变量。

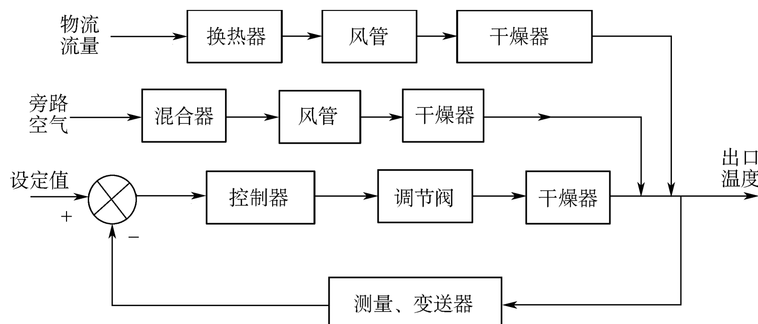


图 4-29　操纵变量为蒸气流量的控制系统

从图 4-29 可以看出，各种干扰作用点的分布对控制方案的影响。对方案Ⅲ来说是很清楚的。对方案Ⅱ来说，因为无论是鼓风温度的变化或蒸气压力的变化，都影响到了热交换器后的热风温度。因此，物料流量干扰和旁路空气干扰作用在同一点上。对方案Ⅰ来说，无论何种干扰都使乳液量或喷雾口热风温度发生变化，因而三个干扰都作用在同一点上。

对应的控制系统框图 4-30 所示。$G_0(s)$ 表示干燥器，$G_c(s)$ 为调节器，x_1 为乳液流量或喷雾口热风温度的变化。在方案Ⅱ中，调节器作用到旁路管路，由于有管路的传递纯滞后存在，故较方案Ⅰ多一个纯滞后环节 $\tau=3\text{s}$。x_2 为热交换器后热风温度的变化。在方案Ⅲ中，调节器调节热交换器的蒸气流量，热交换器本身为一双容积对象，因而又多了两个容积。这里每个容积的时间常数 $T=100\text{s}$。x_3 为送入热交换器的蒸气流量的变化。

系统的三种干扰分别为：

1）干扰 f_1——乳液流量的变化；

2）干扰 f_2——热交换器散热及温度变化；



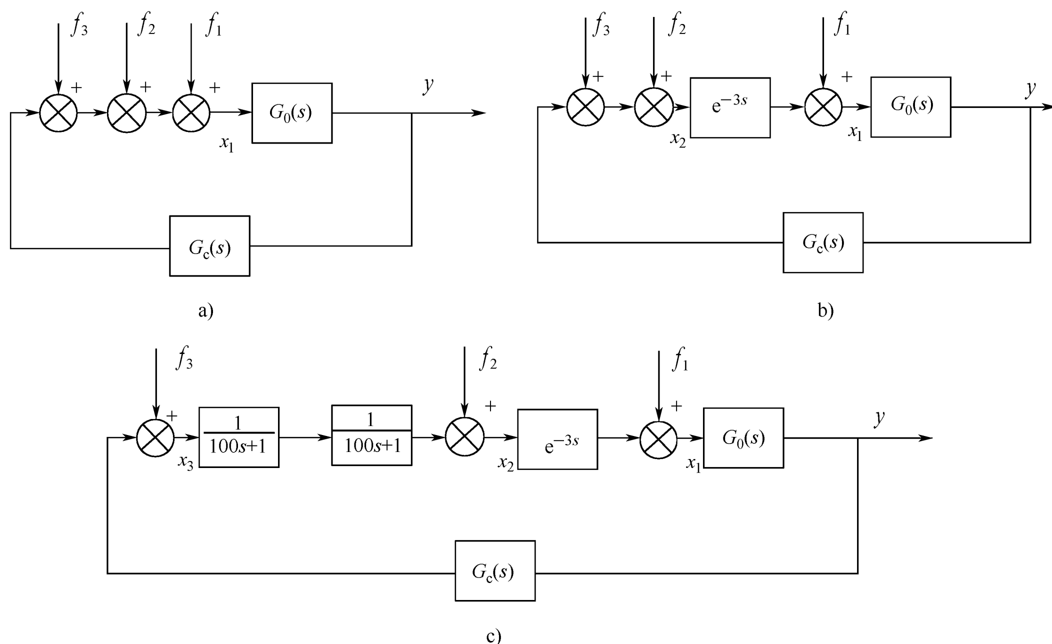


图 4-30　调节方案框图

a）方案Ⅰ　b）方案Ⅱ　c）方案Ⅲ

3）干扰 f_3——蒸气压力的变化。

三种控制方案的框图如图 4-30 所示，假设干燥器的传递函数为 $G_0(s)=500e^{-12s}/(130s+1)$，控制器 $G_c(s)$采用 PID 控制，PID 调节器参数采用优化方案来获取，如图 4-31 所示。

系统施加阶跃干扰信号，干扰作用点不同时三种方案的 Simulink 仿真结构图和响应曲线如图 4-32 所示。

根据干扰作用点对调节质量影响的分析，以及主要干扰施加点越靠近调节阀控制质量相对较高的原则，方案Ⅰ的干扰作用点与对象的输入重合，调节作用最迅速，因此其控制性

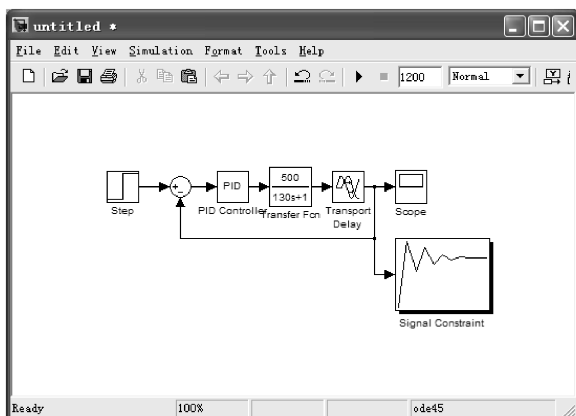


图 4-31　PID 调节器参数优化整定过程



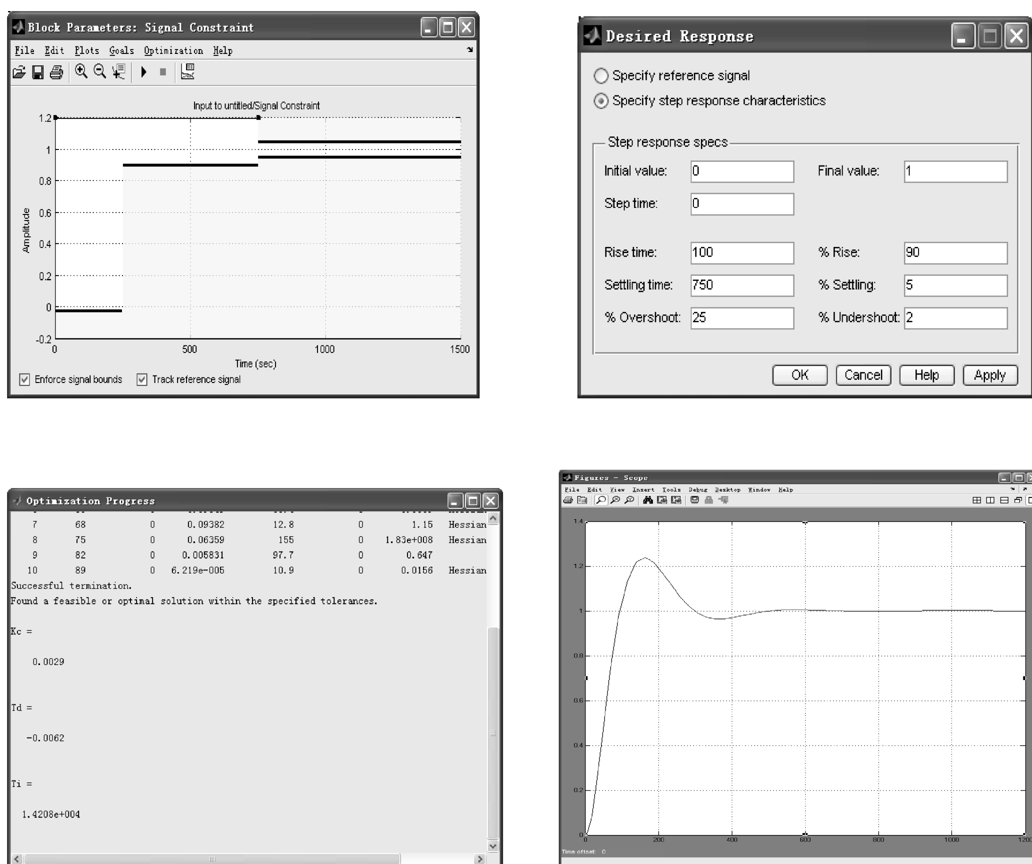
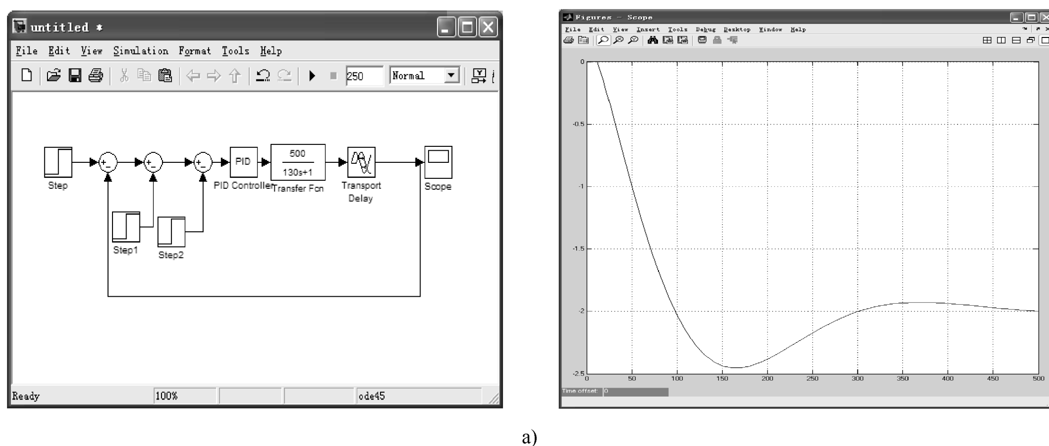


图 4-31　PID 调节器参数优化整定过程(续)

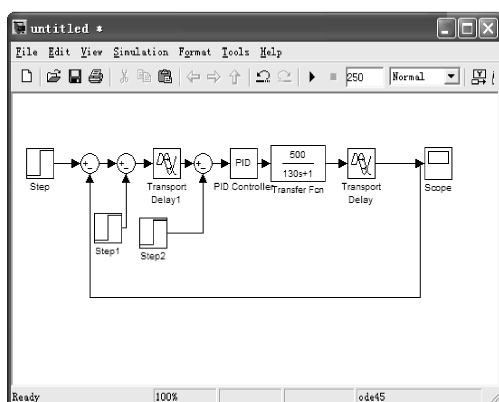


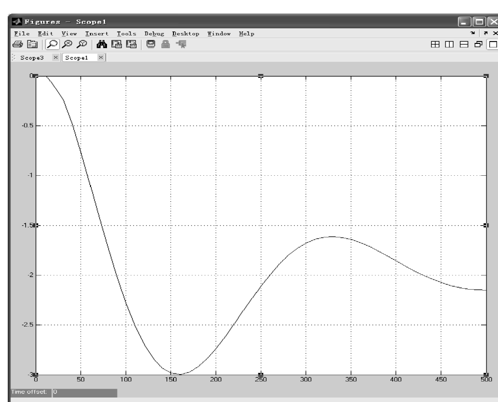
a)

图 4-32　不同控制方案下系统抗扰响应曲线

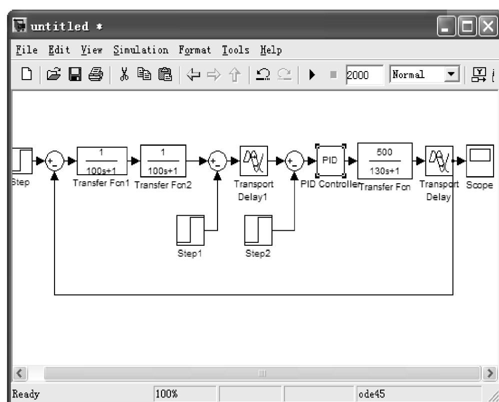
a）方案 I

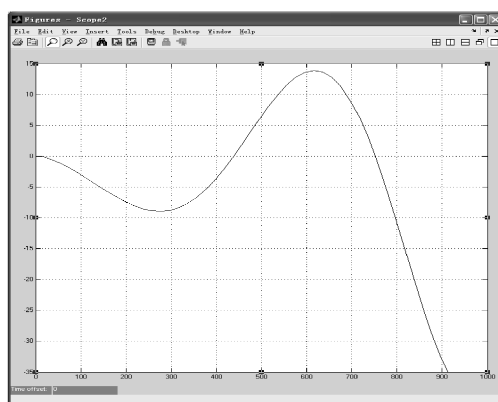


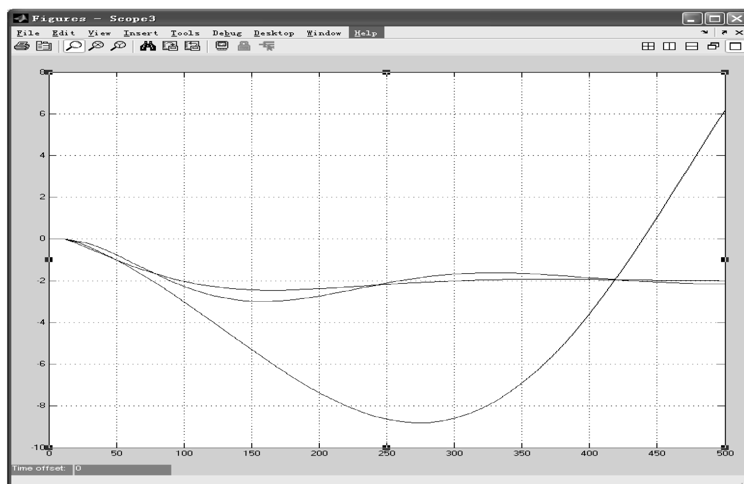




b)







c)

图 4-32　不同控制方案下系统抗扰响应曲线(续)

b）方案Ⅱ　c）方案Ⅲ



能最佳，方案Ⅱ次之，方案Ⅲ最差。从控制的品质方面考虑，应该选择方案Ⅰ，即选择乳液流量作为操作变量。但是，在选择调节方案时，还得从工艺角度来考虑，方案Ⅰ并不是最有利的。但是物料流量是负荷。另外在乳液管线上装了调节阀容易使浓缩乳液结块，降低了产量和质量。因此，综合以上分析比较，选择方案Ⅱ是比较好的，即采用旁路空气作为操作变量。

第 5 章

串级控制系统及 Simulink 仿真

5

单回路控制系统是过程控制系统中结构最简单、最基本、应用最广泛的一种形式，它解决了工业生产过程中大量的定值控制问题，但是难以适应过程控制中工艺参数间关系比较复杂的控制，特别是难以满足现代大规模工业生产高精度、高效益、安全和环保等更高的要求，为此在单回路控制方案的基础上，出现了复杂控制系统。复杂控制系统具有两个以上的检测变送单元或控制器或执行器，能完成一些复杂或特殊的控制任务。

串级控制(Cascade Control)系统对改善控制系统品质有独到之处，故而在过程控制系统中应用很广泛。

5.1 串级控制系统的基本原理和结构

5.1.1 串级控制系统的基本概念

下面以隔焰式隧道窑温度控制系统为例，说明串级控制系统的概念。

首先看隔焰式隧道窑温度控制系统，隧道窑是对陶瓷制品进行预热、烧成、冷却的装置。陶瓷制品在窑道的烧成带内，按工艺规定的温度进行烧结，烧结温度一般为 1300℃，偏差小于 ±5℃。由于烧成带的烧结温度是影响产品质量的重要控制指标之一，因此选择窑道烧成带温度作为被控变量，选择燃料的流量作为操纵变量。如果火焰直接在窑道烧成带燃烧，燃烧气体中的有害物质将会影响产品的光泽度和颜色，为此采用隔焰式隧道窑。火焰在燃烧室中燃烧，热量经过隔焰板辐射加热烧成带，构成隔焰式隧道窑温度控制系统，其工艺如图 5-1 所示。

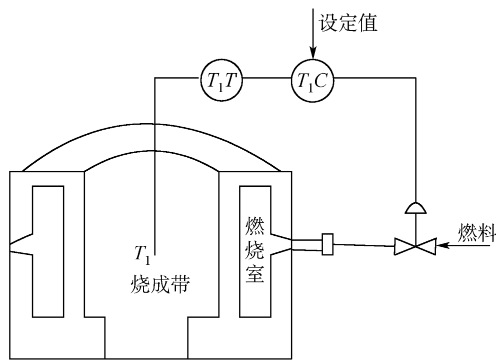


图 5-1 隔焰式隧道窑温度控制系统工艺图

隔焰式隧道窑温度控制系统对应的系统原理框图如图 5-2 所示。

这个简单控制方案的特点是影响烧成带温度 T_1 的各种干扰因素均被包括在闭环控制回路中，系统干扰只要影响烧成带温度 T_1 而偏离设定值，控制系统就根据产生偏差的大小和方向通过控制阀改变燃料的流量，使烧成带的温度 T_1 重新回到设定值。系统控制过程如下：检测烧成带温度 T_1→设定值比较产生偏差 ΔT→T_1C→产生控制信号 U_c→控制调节阀→改变燃料的流量→调节温度到设定值。



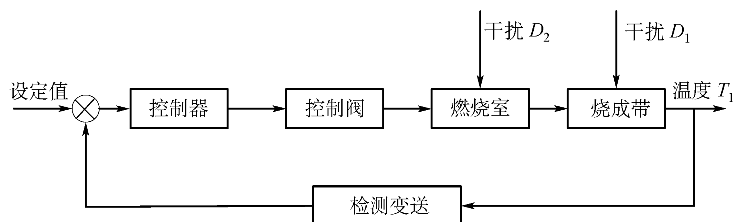


图 5-2　隔焰式隧道窑温度控制系统框图

初看起来，上面的控制方案是可行的、合理的，但在实际应用中，这种控制方案的控制质量很差，远远达不到生产工艺的要求。究其原因，控制阀到窑道烧成带滞后时间较长，如果燃料的压力发生波动，将导致燃料的流量发生变化，必将引起燃烧室温度的波动，再经过隔焰板的传热、辐射，引起烧成带温度的变化。只有烧成带温度出现偏差后，系统才能发现干扰的存在，所以对于燃料压力的干扰系统得不到及时发现和调节，虽然烧成带温度出现偏差，控制器根据偏差的大小和方向适当调节控制阀的开度，从而改变燃料的流量，对烧成带温度加以控制。但是这一调节过程同样要经历燃烧室的燃烧、隔焰板的传热以及烧成带温度的变化，这是一个时间滞后很长的通道。当调节过程发生作用时，烧成带的温度已偏离设定值很远了，造成烧成带温度波动过大，系统的稳定性下降。如果燃料压力干扰频繁出现，对于单回路控制系统，无论如何调整控制器参数，都不可能得到满意的控制效果，严重影响了产品的质量。

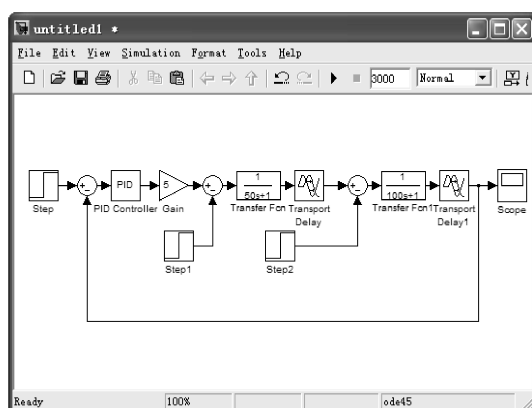
假设系统燃烧室和烧成带的数学模型均为惯性加纯滞后环节 $G_{01}(s)=K_{01}\mathrm{e}^{-\tau_1 s}/(T_{01}s+1)$ 和 $G_{02}(\mathrm{s})=K_{02}\mathrm{e}^{-\tau_2 s}/(T_{02}s+1)$，控制阀为比例环节 $G_{\mathrm{v}}(s)=K_{\mathrm{v}}$，控制器采用 PID 控制，在此假设 $G_{01}(s)=\mathrm{e}^{-40s}/(100s+1)$ 和 $G_{02}(\mathrm{s})=\mathrm{e}^{-10s}/(50s+1)$，$G_{\mathrm{v}}(s)=K_{\mathrm{v}}=5$，单回路控制系统的 Simulink 仿真框图、单回路控制系统跟踪响应和干扰 D_1、D_2 分别作用下系统输出响应曲线如图 5-3 所示。

假如从考虑燃料压力的波动为主要干扰来看，燃料压力的波动首先影响燃烧室的温度，其滞后时间较小、通道较短。另外，燃料热值的变化、助燃风流量的改变以及排烟机抽力的波动等一些干扰(见图 5-2 中的 D_2)，都是首先进入燃烧室的。是否可采用控制燃烧室温度 T_2 的方法来达到稳定烧成带温度，为此，可将燃烧室温度 T_2 作为被控变量，构成如图 5-4 所示的单回路控制系统。这种控制对上述干扰有很强的抑制作用，D_2 干扰不等到它们影响烧成带温度就被及早发现，及时进行了控制，将这些干扰对烧成带温度的影响降低到最小值。燃烧室温度控制系统框图如图 5-5 所示。

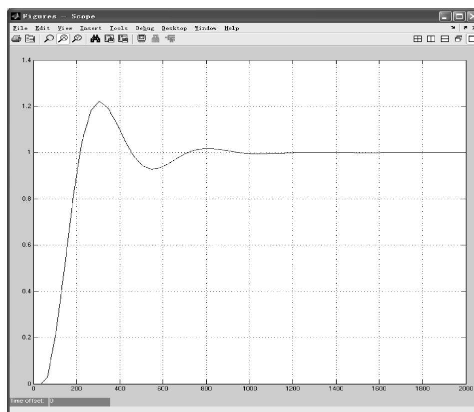
但是，燃烧室温度作为被控变量的单回路控制系统，对直接影响烧成带温度的干扰，如制品原料成分、窑道中装载制品的窑车速度、窑车上装载制品的数量及环境温度的变化等作为图 5-5 中的 D_1 所示的干扰，不包括在闭环回路中，这些干扰造成烧成带温度变化无法进行调节。

假设系统数学模型为 $G_{01}(s)=\mathrm{e}^{-40s}/(100s+1)$ 和 $G_{02}(s)=\mathrm{e}^{-10s}/(50s+1)$，$G_{\mathrm{v}}(s)=K_{\mathrm{v}}=5$，控制器采用 PID 控制器，单回路控制系统的 Simulink 仿真图、干扰 D_1、D_2 分别单独作用和同时作用下系统输出响应曲线如图 5-6 所示。

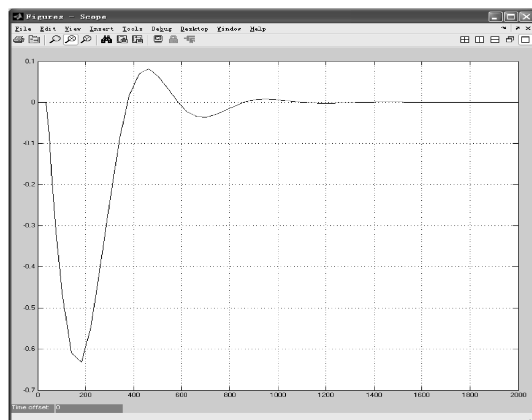
比较上述两种单回路控制方案，烧成带温度控制系统将所有干扰(D_1、D_2)包括在闭环回



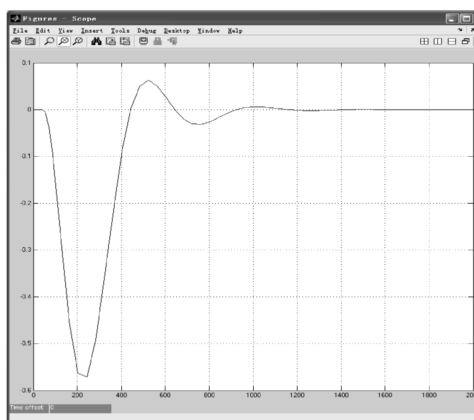
a)



b)



c)



d)

图 5-3　烧成带温度控制系统跟踪及干扰作用下的响应曲线

a）仿真框图　b）单回路系统跟踪响应　c）干扰 D_1 单独作用下响应　d）干扰 D_2 单独作用下响应

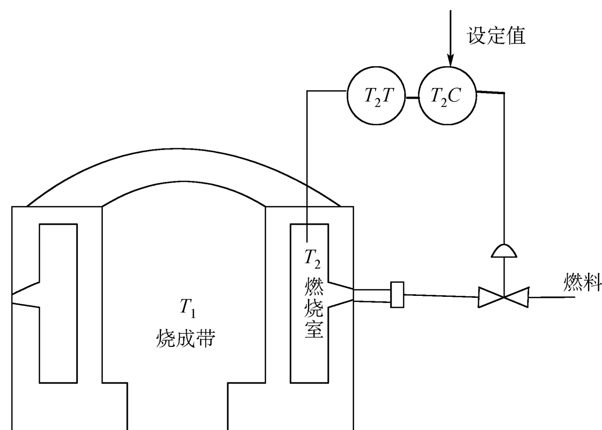


图 5-4　单回路燃烧室温度控制系统



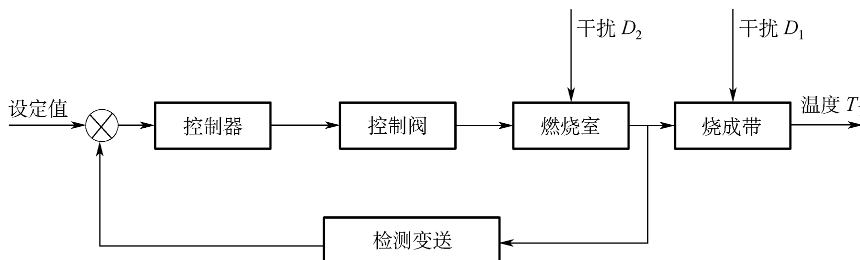
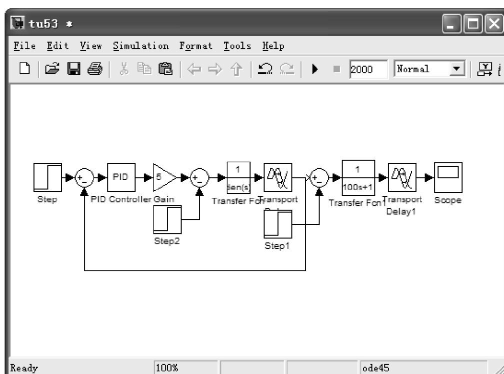
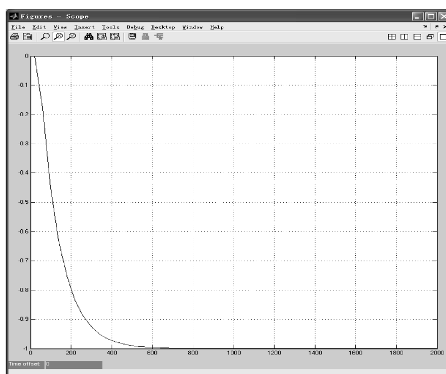


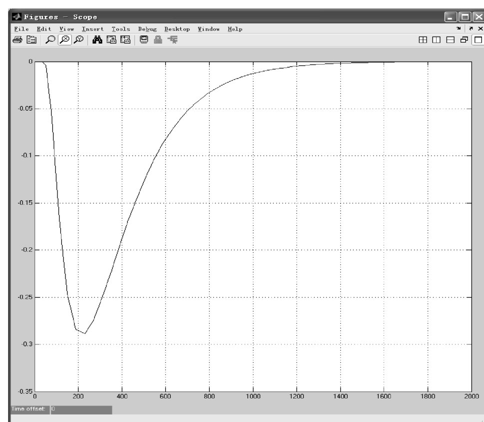
图 5-5　燃烧室温度控制系统框图



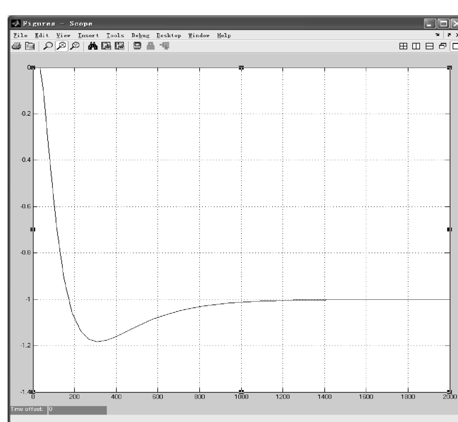
a)



b)



c)



d)

图 5-6　燃烧室温度控制系统干扰作用下的响应曲线

a）仿真框图　b）干扰 D_1 作用下　c）干扰 D_2 作用下　d）干扰 D_1 和 D_2 同时作用下

路中，系统对主要干扰和次要干扰均有自动调节能力，但是通道时滞较长，控制不及时。燃烧室温度控制系统将主要干扰和一些次要干扰包括在时滞较小的回路中，系统可对这些干扰提前发现、及时控制，但是对闭环以外的干扰无法校正。如果将这两种控制方案结合起来，取长补短，发挥各自的优势，就能获得比较满意的控制效果。另外，控制燃烧室温度并不是目的，其真正的目的是控制烧成带温度稳定不变。所以，整个系统烧成带温度控制器应该是

定值控制，并且在系统中起主导作用；而燃烧室温度控制器则起辅助作用，它在及时克服干扰 D_2 的同时，应该受到烧成带温度控制器的操纵，即烧成带温度控制器的输出作为燃烧室温度控制器的设定值，从而形成图 5-7 所示的烧成带温度—燃烧室温度串级控制系统，其对应的串级控制系统框图如图 5-8 所示。

所谓串级控制系统，就是采用两个控制器串联工作，主控制器的输出作为副控制器的设定值，由副控制器的输出去操纵控制阀，从而实现对主被控变量具有更好的控制效果。

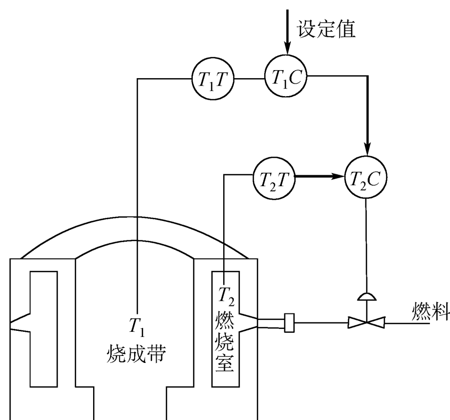


图 5-7　隔焰式隧道窑烧成带温度—燃烧室温度串级控制系统

5.1.2　串级控制系统的组成

串级控制系统的原理框图如图 5-9 所示。

串级控制系统主要的术语如下：

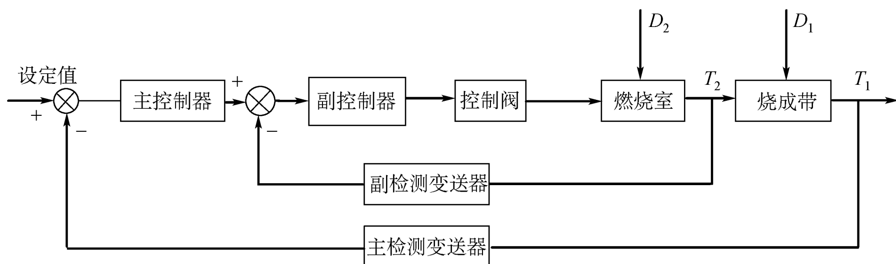


图 5-8　隔焰式隧道窑烧成带温度—燃烧室温度串级控制系统框图

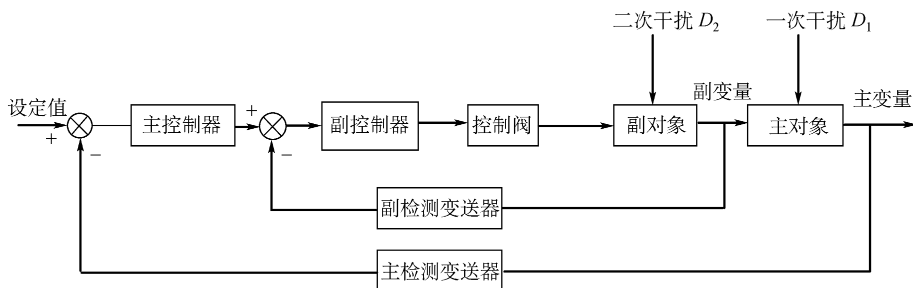


图 5-9　串级控制系统原理框图

1）主、副回路：从串级控制系统的框图可以看到，系统有两个闭合回路，内部的闭合回路称为副回路(副环)；外部的闭合回路称为主回路(主环)。

2）主、副控制器：处于主回路中的控制器称为主控制器；处于副回路中的控制器称为副控制器。

3）主、副被控变量：主回路的被控变量称为主被控变量(主变量)；副回路的被控变量称为副被控变量(副变量)。主被控变量也可理解为起主导作用的被控变量；而副被控变量是为稳定主被控变量而引入的中间辅助变量。



4）主、副对象：主回路所包括的对象称为主对象；副回路所包括的对象称为副对象。

5）主、副检测变送器：检测和变送主变量的称为主检测变送器；检测和变送副变量的称为副检测变送器。

6）一次、二次干扰：进入主回路的干扰称为一次干扰；进入副回路的干扰称为二次干扰。

由图 5-9 可看出，串级控制系统主控制器的输出为副控制器的给定值，而副控制器的输出直接作用于控制阀。主控制器的输入是由工艺给定的，通常是一个定值，因此串级控制系统的主回路是一个定值控制系统；而副控制器的设定值是由主控制器的输出提供的，它随主控制器输出的变化而变化，因此串级控制系统的副回路是一个随动控制系统。

5.1.3 串级控制系统的工作过程

为了便于分析，假设根据工艺的实际情况选定控制阀为气开式，温度和流量控制器均为反作用方式，并且系统在干扰作用之前是处于稳定的“平衡”状态，即此时燃料的压力、烧成带的温度等均维持不变。如果系统受到干扰作用，系统的平衡状态将遭到破坏，此时串级控制系统的控制，可分为三种情况进行讨论。

1. 干扰作用于副回路(只存在二次干扰)

假定系统的干扰为燃料压力波动，属于二次干扰 D_2。假如系统的燃料压力突然升高，此时尽管控制阀的开度没有变，可燃料的流量增大了，首先它引起燃烧室温度 T_2 升高，经副检测变送器检测后，副控制器的测量值增大。由于通道滞后，燃料流量的变化并不立即引起烧成带温度 T_1 的变化，所以主控制器的输出没有变化。因此，副控制器作定值控制。副控制器的反作用使其输出减小，气开式控制阀将被关小，燃料流量将被调回到稳定状态值附近。如果这个干扰幅度不大，经副回路的调节，干扰很快得到克服，不致引起系统主变量(烧成带温度 T_1)变化。如果干扰 D_2 幅度较大，尽管副回路的控制作用已大大削弱了它对主变量的影响，但是随着时间的推移，主变量仍会受到干扰 D_2 的影响，偏离了稳态值而升高，经主检测变送器检测后，主控制器的测量值增大，而主控制器是定值控制，反作用方式下主控制器的输出将减小。这意味着副控制器的设定值减小，也就是副控制器的输出在原来的基础上将进一步减小，从而控制阀的开度也将进一步关小，以克服干扰对主变量的影响。

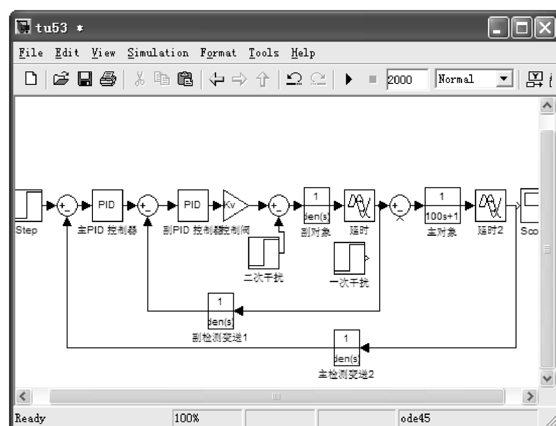
假设系统数学模型为$G_{01}(s)=e^{-40s}/(100s+1)$和 $G_{02}(s)=e^{-10s}/(50s+1)$，$G_v(s)=K_v=2.5$，主控制器采用 PI 控制器，副控制器采用 P 控制器，单回路控制系统和串级控制系统二次干扰作用下系统的响应曲线如图 5-10 所示。

2. 干扰作用于主回路(只存在一次干扰)

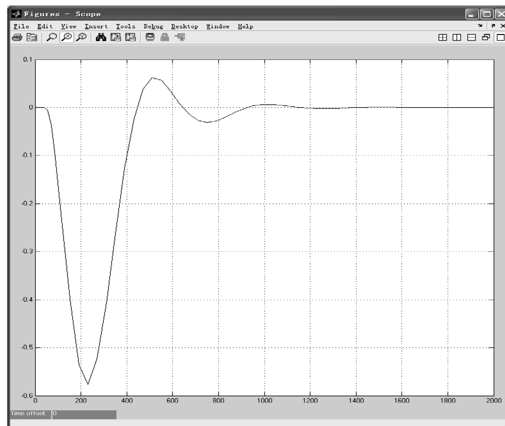
假定系统的干扰来自主回路，比如窑车的速度加快，必然导致窑道中烧成带的温度 T_1 降低。经主检测变送器的检测，主控制器的测量值减小，设定值不变的主控制器输出增大，也就是副控制器的设定值增大。窑车速度变化属于一次干扰，它对副变量没有影响，所以副控制器的测量值暂时没有改变，副控制器的输出增大，气开式控制阀开度增大，从而加大了燃料的流量，使燃烧室的温度 T_2 升高，进而使窑道烧成带的温度 T_1 回升到设定值。

注意：在整个控制过程中，一次干扰作用下，副回路没有抢先动作克服干扰，而是在接受主控制信号之后才工作。主控制器起主导作用，副控制器处于从属地位。即燃烧室温度的改变是作为对烧成带温度的控制手段来利用的，而不是作为干扰加以克服的。

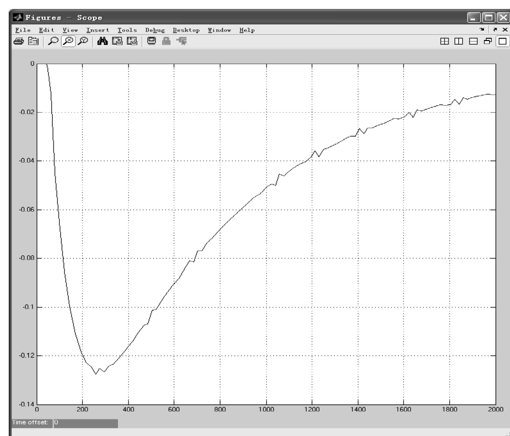




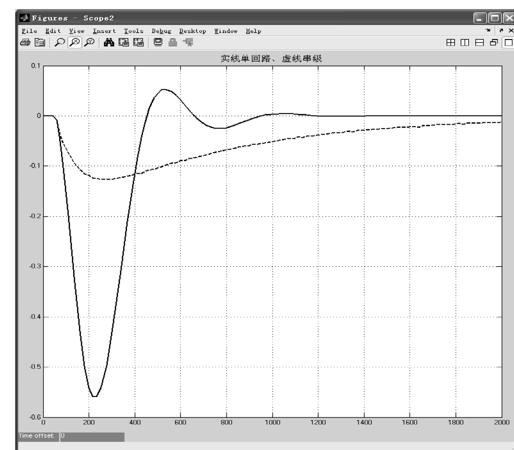
a)



b)



c)



d)

图 5-10　单回路控制系统和串级控制系统二次干扰作用下系统的响应曲线

a）系统 Simulink 仿真框图　b）单回路控制系统二次干扰

c）串级控制系统二次干扰　d）单回路、串级控制系统二次干扰

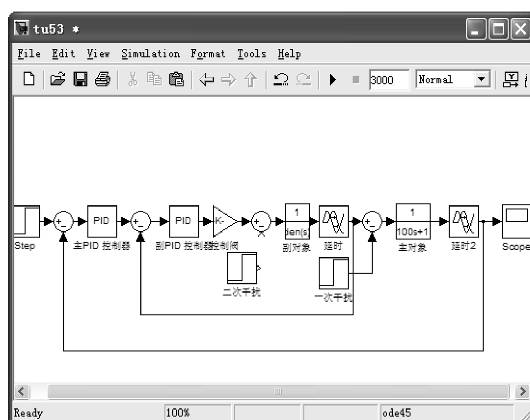
假设 $G_{01}(s)=\mathrm{e}^{-40s}/(100s+1)$ 和 $G_{02}(s)=\mathrm{e}^{-10s}/(50s+1)$，$G_{\mathrm{v}}(s)=K_{\mathrm{v}}=2.5$，主控制器采用 PI 控制器，副控制器采用 P 控制器单回路控制系统和串级控制系统一次干扰作用下系统的响应曲线如图 5-11 所示。

3. 干扰同时作用于主、副回路(一次、二次干扰同时作用)

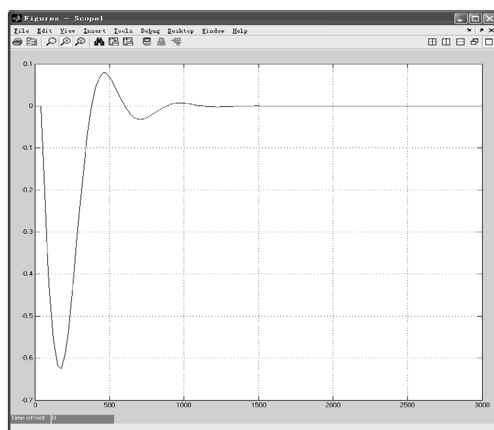
1）一次干扰和二次干扰引起主变量和副变量同方向变化，即同时增大或同时减小。假定一次干扰为窑车的速度增大，将引起主变量烧成带温度 T_1 减小；二次干扰为燃料压力减小，导致副变量燃烧室温度 T_2 降低。对于定值控制的主控制器的输出增大，也就是副控制器的设定值增大。而对副控制器来说，其测量值减小，所以一次和二次干扰均使得副控制器的输出增大，导致输出同相叠加作用，控制阀的开度大大增大，增大的燃料流量不仅仅是为了克服二次干扰把燃烧室的温度调回到稳态值，而且使燃烧室的温度比稳态值更低一些用于克服一次干扰对主变量的影响。

2）一次干扰和二次干扰引起主、副变量反方向变化，即一个增大而另一个减小。假设

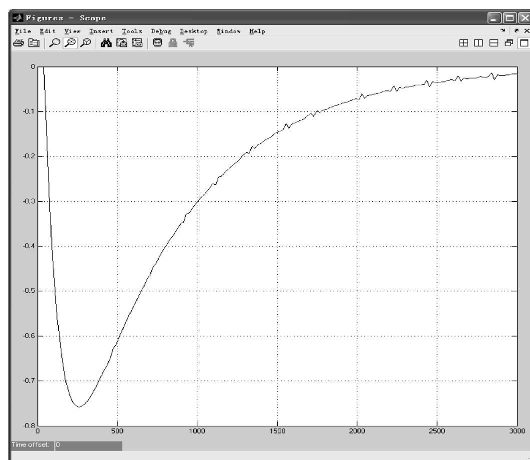




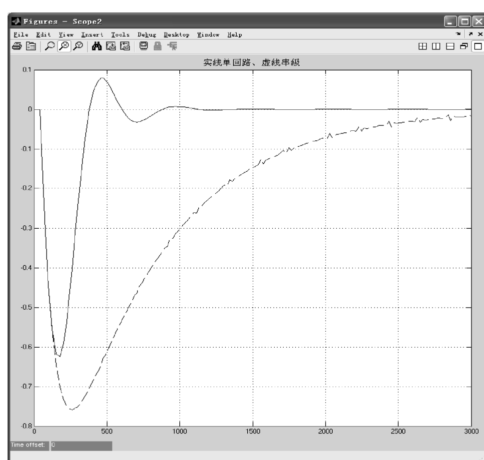
a)



b)



c)



d)

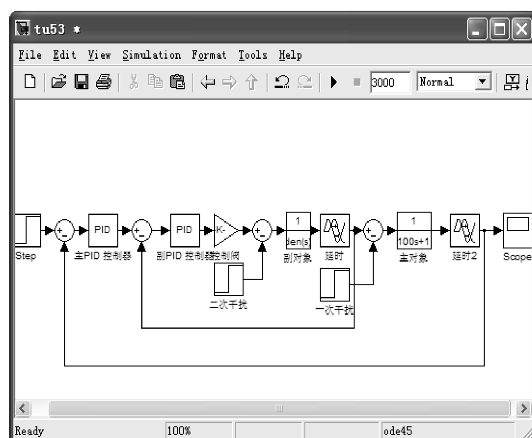
图 5-11　单回路控制系统和串级控制系统一次干扰作用下系统的响应曲线

a）系统 Simulink 仿真框图　b）单回路控制系统一次干扰

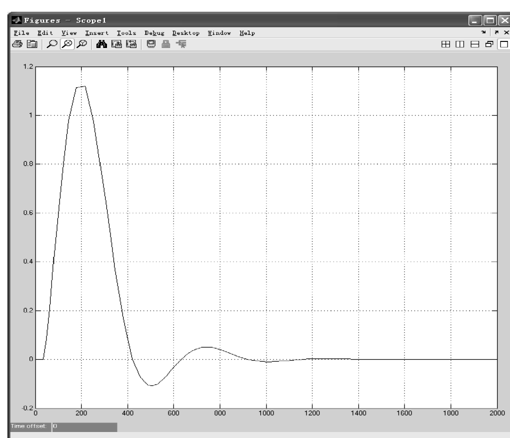
c）串级控制系统一次干扰　d）单回路、串级控制系统一次干扰

一次干扰为窑车的速度增大，导致主变量(烧成带温度)下降；二次干扰为燃料压力增大，导致副变量(燃烧室温度)升高。此时，定值控制主控制器的输出增大，也将使副控制器的设定值增大。对副控制器，由于其测量值增大，设定值也增大。若变化幅值大小相同，则副控制器的偏差仍等于零，副控制器的输出维持不变，控制阀的开度也维持在原有开度不变，即二次干扰可完全补偿一次干扰。若两者变化幅值不相同，如果副控制器的设定值比测量值大，则副控制器的偏差为正，控制阀的开度将加大，以增加抵消不足的燃料流量；反之，如果副控制器的设定值比测量值小，副控制器的偏差为负，控制阀的开度将减小，以便减小燃料的流量。也就是说，在二次干扰还不足以补偿一次干扰时，副控制器再根据偏差的大小和方向作小范围调节，即可将主变量稳定在设定值上。单回路控制系统和串级控制系统一次、二次干扰同时作用下系统的响应曲线如图 5-12 所示。

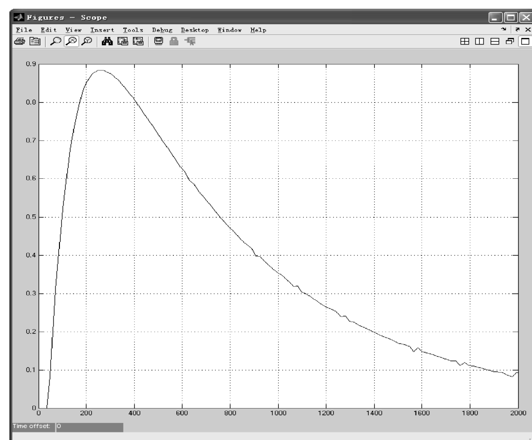
从串级控制系统的工作过程来看，主、副控制器串联工作，主控制器起主导作用，保证主变量稳定在设定值，副控制器起辅助作用，并且主、副控制器协调一致，互相配合。



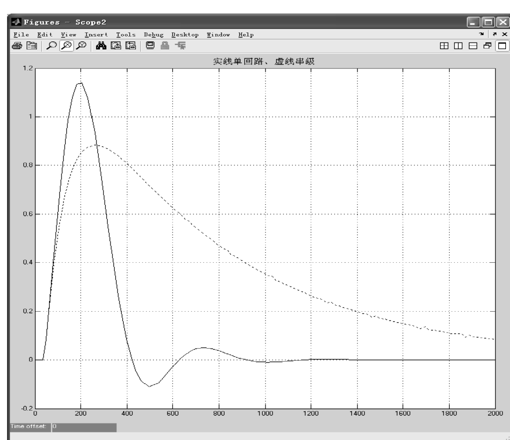
a)



b)



c)



d)

图 5-12　单回路控制系统和串级控制系统一次、二次干扰同时作用下系统的响应曲线

a）系统 Simulink 仿真框图　b）单回路控制一次、二次干扰同向

c）串级控制一次、二次干扰同向　d）单回路、串级控制一次、二次干扰同向

5.2　串级控制系统的分析与设计

5.2.1　串级控制系统的分析

串级控制系统在结构上仅仅比简单控制系统多了一个副控制回路，但对系统的影响特别大。

对于同样的被控对象，当采用单回路控制时，系统的框图如图 5-13 所示。采用串级控制时，系统框图如图 5-14 所示，图中，主、副被控对象的传递函数分别为 $G_{01}(s)$、$G_{02}(s)$；主、副控制器的传递函数分别为 $G_{c1}(s)$、$G_{c2}(s)$；主、副检测变送器的传递函数分别为 $G_{m1}(s)$、$G_{m2}(s)$；控制阀的传递函数为 $G_{v}(s)$。



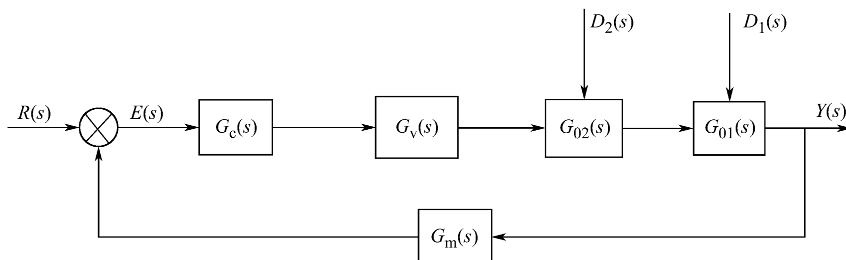


图 5-13　单回路控制系统框图

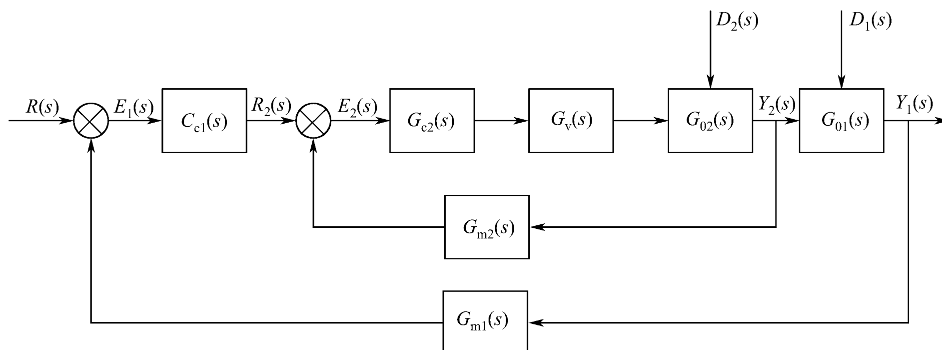


图 5-14　串级控制系统的框图

5.2.1.1　串级控制系统改善了对象的动态特性减小了被控对象的等效时间常数

如果把整个副回路看作是一个等效副对象，并用 $G_{02}^*(s)$ 表示其传递函数，则图 5-14 可简化为图 5-15 所示的单回路控制系统，其中

$$G_{02}^*(s)=\frac{Y_2(s)}{R_2(s)}=\frac{G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)}{1+G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m2}(s)} \tag{5-1}$$

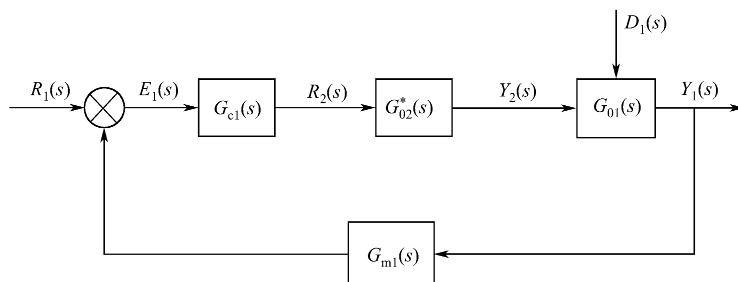


图 5-15　串级控制系统的简化框图

根据串级控制系统传递函数简化框图，假设主、副回路各个环节的传递函数分别为

$$\begin{aligned}&G_{c1}(s)=K_{c1},\ G_v(s)=K_v,\ G_{m1}(s)=K_{m1},\ G_{01}(s)=\frac{K_{01}}{T_{01}s+1}\\&G_{c2}(s)=K_{c2},\ G_{m2}(s)=K_{m2},\ G_{02}(s)=\frac{K_{02}}{T_{02}s+1}\end{aligned} \tag{5-2}$$

$$\frac{Y_2(s)}{R_2(s)} = G_{02}^*(s) = \frac{G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)}{1+G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m2}(s)}$$

$$G_{02}^*(s) = \frac{K_{c2}K_v\dfrac{K_{02}}{T_{02}s+1}}{1+K_{c2}K_v\dfrac{K_{02}}{T_{02}s+1}K_{m2}} = \frac{K_{c2}K_vK_{02}}{T_{02}s+1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}} \tag{5-3}$$

$$= \frac{\dfrac{K_{c2}K_vK_{02}}{1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}}}{\dfrac{T_{02}s}{1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}}+1}$$

令

$$K_{02}^* = \frac{K_{c2}K_vK_{02}}{1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}}$$

K_{02}^*为等效副对象的放大倍数。

$$T_{02}^* = \frac{T_{02}}{1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}}$$

T_{02}^*为等效副对象的时间常数。

$$G_{02}^*(s) = \frac{K_{02}^*}{T_{02}^*s+1}$$

$G_{02}^*(s)$为等效副对象的传递函数。

无论在何种情况下，$1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}>1$ 不等式总是成立的，由此得串级控制系统能使等效副对象的时间常数 T_{02}^*变小到原来的 $1/(1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2})$倍。时间常数减小意味着副对象的容量滞后减小，使系统的响应速度加快，控制更加及时。同时，对于克服二次干扰的能力也有一定程度的提高。另外，因为副对象时间常数减小，对主回路来说其控制通道的时间也缩短了，克服一次干扰时，比同等条件下单回路控制系统的控制作用更及时，响应速度更快，控制质量有所提高。

等效副回路的放大系数 K_{02}^*减小了 $1/(1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2})$，这可使主控制器的增益整定的比单回路控制大些，这对系统抗干扰能力更有利。

5.2.1.2　串级控制系统由于副回路作用对干扰具有较强的抗干扰能力

串级控制系统的框图对二次干扰可等效为如图 5-16 所示的框图。

串级控制系统在二次干扰 D_2 作用下系统的传递函数为

$$\frac{Y_1(s)}{D_2(s)} = \frac{G_{02}^*(s)G_{01}(s)}{1+G_{c1}(s)G_{c2}(s)G_{02}^*(s)G_{01}(s)G_{m1}(s)} \tag{5-4}$$

式中

$$G_{02}^*(s) = \frac{Y_2(s)}{R_2(s)} = \frac{G_v(s)G_{02}(s)}{1+G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m2}(s)}$$

设定值作用下系统的传递函数为

$$\frac{Y_1(s)}{R_1(s)} = \frac{G_{c1}(s)G_{c2}(s)G_{02}^*(s)G_{01}(s)}{1+G_{c1}(s)G_{c2}(s)G_{02}^*(s)G_{01}(s)G_{m1}(s)} \tag{5-5}$$

对于一个控制系统，在干扰作用下，控制作用能迅速克服干扰的影响，使被控变量稳定



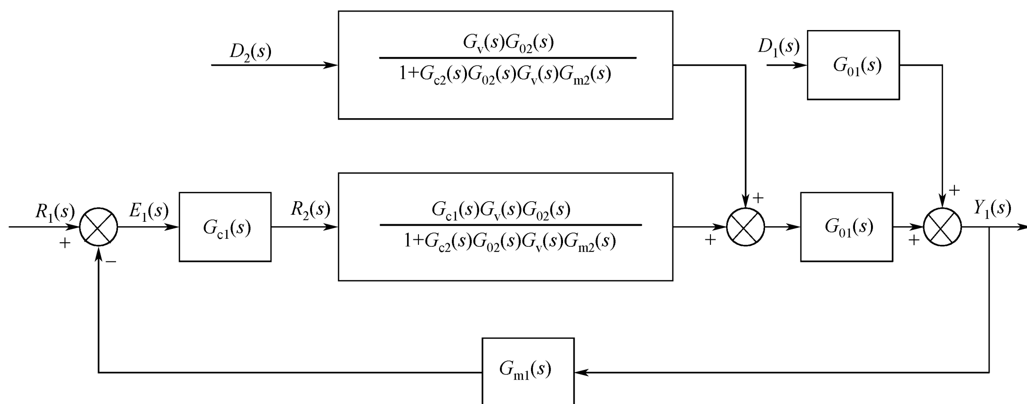


图 5-16　串级系统等效框图

在设定值上，即 Y_1 的稳态值趋近于零；而在设定值作用下，其控制作用能使被控变量尽快地跟踪设定值的变化，即 Y_1 的稳态值越趋近于设定值 1，则该系统的控制质量就越好，系统的抗干扰能力就越强。当干扰 D_2 由副回路作用于系统时，综合考虑上述情况，系统对干扰 D_2 抗干扰能力可以表示为

$$\frac{Y_1(s)/R_1(s)}{Y_1(s)/D_2(s)}=G_{c1}(s)G_{c2}(s) \tag{5-6}$$

在串级控制系统中，若主、副控制器均采用比例作用，其比例放大系数分别为 K_{c1}、K_{c2}，则式(5-6)可写为

$$\frac{Y_1(s)/R_1(s)}{Y_1(s)/D_2(s)}=K_{c1}K_{c2} \tag{5-7}$$

这表明串级控制系统中，主、副控制器的比例放大系数的乘积越大，则系统的抗干扰能力越强，控制质量也就越高。

当干扰 D_1 由主回路作用于系统时(见图 5-16)，采用相同的分析可以得到串级控制系统对干扰 D_1 的抗干扰能力为

$$\frac{Y_1(s)/R_1(s)}{Y_1(s)/D_1(s)}=G_{c1}(s)G_{02}^*(s)G_{c2}(s) \tag{5-8}$$

采用前面假设的主、副控制器，主、副被控对象及主、副变送器，则一次干扰作用于系统的抗干扰能力为

$$\begin{aligned}\frac{Y_1(s)/R_1(s)}{Y_1(s)/D_1(s)}&=G_{c1}(s)G_{02}^*(s)G_{c2}(s)=\frac{G_{c1}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{c2}(s)}{1+G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m2}(s)}\\&=\frac{K_{c1}K_{c2}K_vK_{02}}{1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}+T_{02}s}\end{aligned} \tag{5-9}$$

比较干扰由副回路进入系统时的抗干扰能力(见式(5-7))和干扰由主回路进入系统时的抗干扰能力(见式(5-9))，可得

$$\frac{\dfrac{Y_1(s)/R_1(s)}{Y_1(s)/D_2(s)}}{\dfrac{Y_1(s)/R_1(s)}{Y_1(s)/D_1(s)}}=\frac{1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}+T_{02}s}{K_vK_{02}} \tag{5-10}$$



显然，式(5-10)是大于 1 的。也就是说，对串级控制系统，它对由副回路进入系统的干扰比由主回路进入系统的干扰有更强的抑制干扰的能力，并且在系统中其他环节特性不变的情况下，副控制器的放大系数越大，则抗干扰的能力越强。

对图 5-13 单回路控制时扰动 D_2 作用于副回路的结构框图如图 5-17 所示。

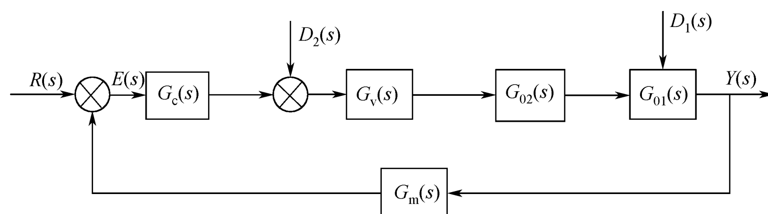


图 5-17　单回路控制时扰动 D_2 作用于副回路的结构框图

单回路系统在扰动 D_2 和设定值作用下的传递函数分别为

$$\frac{Y(s)}{D_2(s)}=\frac{G_v(s)G_{02}(s)G_{01}(s)}{1+G_c(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{01}(s)G_m(s)} \tag{5-11}$$

$$\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{G_c(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{01}(s)}{1+G_c(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{01}(s)G_m(s)} \tag{5-12}$$

$$\frac{Y(s)/R(s)}{Y(s)/D_2(s)}=G_c(s)=K_c \tag{5-13}$$

串级控制系统与单回路系统相比较，由于有副回路的存在，系统能迅速克服二次干扰对主被控变量的影响，大大提高了控制质量。同时，对于一次干扰，因等效时间常数的减小，其抗干扰能力也有一定提高。

5.2.1.3　串级控制提高了系统的工作频率

对于串级控制系统，可以把整个副回路看成主回路的一个环节，或把副回路看成等效被控对象 $G_{02}^*(s)$。$G_{02}^*(s)$的传递函数为

$$G_{02}^*(s)=\frac{Y_2(s)}{R_2(s)}=\frac{G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)}{1+G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m2}(s)}$$

此时串级控制系统的特征方程为

$$1+G_{c1}(s)G_{02}^*(s)G_{01}(s)G_{m1}(s)=0$$

$$1+G_{c1}(s)\frac{G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)}{1+G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m2}(s)}G_{01}(s)G_{m1}(s)=0$$

$$1+G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{m2}(s)+G_{c1}(s)G_{c2}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{01}(s)G_{m1}(s)=0 \tag{5-14}$$

在主、副回路各环节的传递函数假设为

$$G_{c1}(s)=K_{c1},\ G_v(s)=K_v,\ G_{m1}(s)=K_{m1},\ G_{01}(s)=\frac{K_{01}}{T_{01}s+1}$$

$$G_{c2}(s)=K_{c2},\ G_{m2}(s)=K_{m2},\ G_{02}(s)=\frac{K_{02}}{T_{02}s+1}$$

将其代入式(5-14)，整理得串级控制系统的特征方程为

$$s^2+\frac{T_{01}+T_{02}+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}T_{01}}{T_{01}T_{02}}s+\frac{1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}+K_{c1}K_{c2}K_{m1}K_vK_{01}K_{02}K_{m2}}{T_{01}T_{02}}=0 \tag{5-15}$$



将其与典型二阶系统的标准型比较，有

$$s^2+2\zeta\omega_0 s+\omega_0^2=0$$

$$2\zeta\omega_0=\frac{T_{01}+T_{02}+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}T_{01}}{T_{01}T_{02}}$$

$$\omega_0^2=\frac{1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}+K_{c1}K_{c2}K_{m1}K_vK_{01}K_{02}K_{m2}}{T_{01}T_{02}} \tag{5-16}$$

式中　ζ——串级控制系统的阻尼比；

ω_0——串级控制系统的无阻尼自然振荡角频率。

串级控制系统的工作角频率即其特征方程根的虚部为

$$s_{1,2}=-\zeta\omega_0\pm j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}=-\zeta\omega_0+j\omega_{串}$$

$$\omega_{串}=\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}=\frac{T_{01}+T_{02}+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}T_{01}}{T_{01}T_{02}}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta} \tag{5-17}$$

同理，可得单回路控制系统的特征方程及工作角频率为

$$1+G_{c1}(s)G_v(s)G_{02}(s)G_{01}(s)G_{m1}(s)=0$$

$$s^2+\frac{T_{01}+T_{02}}{T_{01}T_{02}}s+\frac{1+K_{c1}K_vK_{01}K_{02}K_{m2}}{T_{01}T_{02}}=0 \tag{5-18}$$

$$2\zeta'\omega_0'=\frac{T_{01}+T_{02}}{T_{01}T_{02}}$$

$$\omega_0'^2=\frac{1+K_{c1}K_vK_{01}K_{02}K_{m2}}{T_{01}T_{02}}$$

$$s_{1,2}=-\zeta'\omega_0'\pm j\omega_0'\sqrt{1-\zeta'^2}=-\zeta'\omega_0'+j\omega_{单}$$

$$\omega_{单}=\frac{T_{01}+T_{02}}{T_{01}T_{02}}\frac{\sqrt{1-\zeta'^2}}{2\zeta'}$$

假设串级控制系统和单回路控制系统的衰减系数相同，即 $\zeta=\zeta'$，则

$$\frac{\omega_{串}}{\omega_{单}}=\frac{T_{01}+T_{02}+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2}T_{01}}{T_{01}+T_{02}} \tag{5-19}$$

$$=\frac{1+(1+K_{c2}K_vK_{02}K_{m2})\dfrac{T_{01}}{T_{02}}}{1+\dfrac{T_{01}}{T_{02}}}$$

$$\omega_{串}>\omega_{单}$$

由此看到，当主、副被控对象均为一阶惯性环节，主、副控制器均为比例环节时，副回路的引入可以改善系统的动态特性，提高整个系统的工作频率，而且当主、副对象的特性一定时，副控制器的放大系数越大，系统的工作频率越高。当副控制器的放大系数一定时，系统的工作频率随主、副对象的时间常数的比值，即随 T_{01}/T_{02} 的增大而增大。串级控制系统的工作频率提高，使系统响应的振荡周期缩短，从而提高了系统的快速性，改善了系统的动态品质。

5.2.1.4　对负荷变化的适应性增强

单回路控制系统中，控制器参数是根据具体的被控对象特性整定得到的。一定的控制器

参数只能适应于一定的对象特性，如果生产过程负荷变化，而且负荷的改变又会影响对象特性的变化时，原先整定好的控制器参数就不再能够适应，这时如果不及时修改控制器的参数，控制质量就会降低，这是单回路控制系统难以克服的矛盾。

对于串级控制系统，主回路是一个定值控制系统，副回路却是一个随动控制系统，且其设定值随主控制器的输出而变化。主控制器能够根据系统要求和负荷的变化不断修改副控制器的给定值，以适应设定值和负荷变化的情况。如果对象具有非线性特性，则可以把它设计在副回路之中。当负荷发生变化时，虽然副回路的衰减比会发生一些变化，稳定裕度会降低一些，但是它对主回路的稳定性影响却很小，串级控制系统对负荷变化的适应能力较强。

从串级控制系统的等效副对象的放大倍数 $K_{02}^{*}(s)$ 来看，即

$$K_{02}^{*}=\frac{K_{c2}K_{v}K_{02}}{1+K_{c2}K_{v}K_{02}K_{m2}} \tag{5-20}$$

当负荷变化时，将会引起副对象特性 $G_{02}(s)$ 的变化，但是在一定的条件（$K_{c2}K_{v}K_{02}K_{m2}>1$）下，对等效副对象的放大倍数 K_{02}^{*} 的影响却很小。这样对主回路的影响也就很小。当副控制器的放大系数 K_{c2} 整定得足够大时，则有 $K_{c2}K_{v}K_{02}K_{m2}\gg 1$，$K_{02}^{*}$ 可近似为

$$K_{02}^{*}\approx\frac{K_{c2}K_{v}K_{02}}{K_{c2}K_{v}K_{02}K_{m2}}=\frac{1}{K_{m2}} \tag{5-21}$$

对于串级控制系统，当副控制器的放大系数整定得足够大时，副被控对象的等效放大倍数仅仅与检测变送环节的增益 K_{m2} 有关，而与控制阀和副被控对象的增益 $K_{02}(s)$ 无关。这表明串级控制系统能自动克服对象特性的影响，从而显示它对负荷变化具有一定的自适应能力。

5.2.1.5　串级控制可实现更为灵活的控制操作方式

串级控制系统可实现串级控制、主控制和副控制多种控制方式。主控制是切除副回路，以主被控变量作为被控变量的单回路控制；副控制是切除主回路，以副被控变量构成的单回路控制。若系统中某些部件发生故障，则系统可灵活地切换，减小对生产过程的影响。

为了对串级控制系统的控制效果有一个定量的概念，下面采用计算机辅助设计给出一个例子。

例如设串级控制系统的框图如图 5-18a 所示，Simulink 仿真图如图 5-18b 所示，其中主、副被控对象的传递函数分别设为

$$G_{01}(s)=\frac{1}{(30s+1)(3s+1)}$$

$$G_{02}(s)=\frac{1}{(10s+1)(s+1)^{2}}$$

主、副控制器的传递函数分别采用 PI 和 P 控制，其传递函数为

$$G_{c1}(s)=K_{c1}\left(1+\frac{1}{T_{I}s}\right)$$

$$G_{c2}(s)=K_{c2}$$

对于单回路控制系统，取 $K_{c}=3.7$，$T_{I}=38$，对于串级控制系统，控制器参数选取 $K_{c1}=$



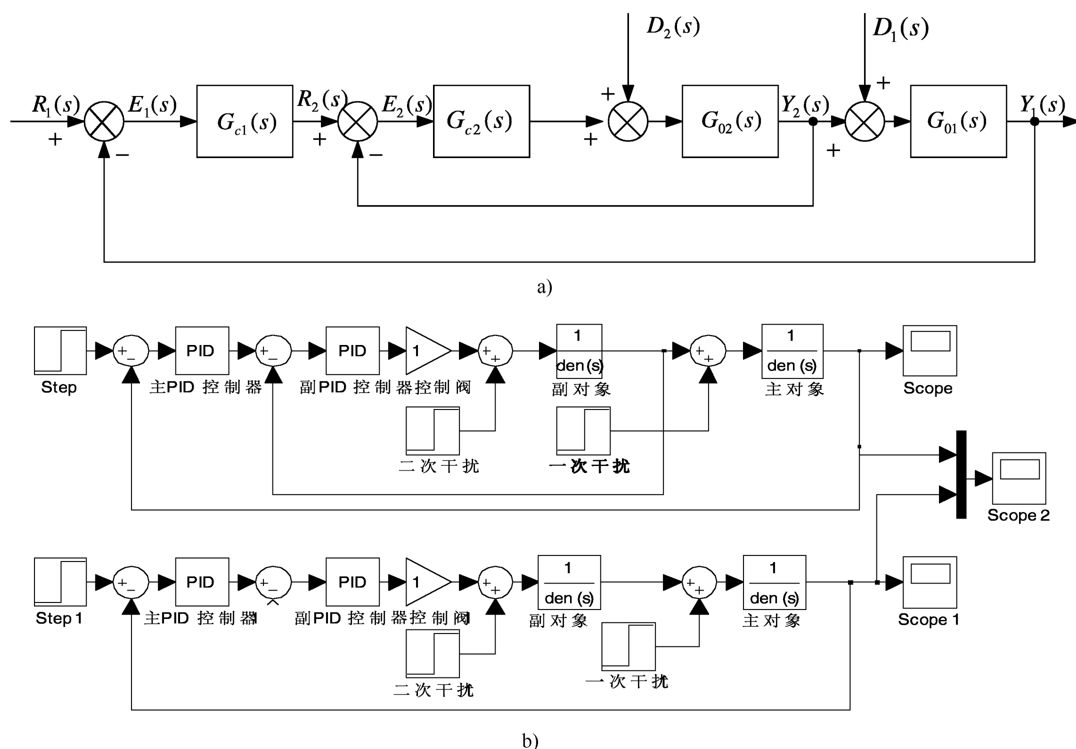


图 5-18 串级控制系统框图及 Simulink 仿真图

a）框图 b）Simulink 仿真图

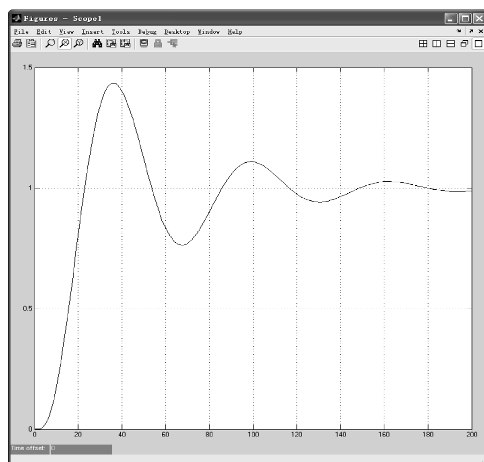
8.4，$K_{c2}=10$，$T_1=12.8$。单回路系统和串级控制系统的阶跃响应如图 5-19 所示，单回路系统和串级控制系统在二次干扰作用下的响应曲线如图 5-20 所示，单回路系统和串级控制系统在一次干扰作用下的响应曲线如图 5-21 所示，单回路系统和串级控制系统在一次干扰和二次干扰同时作用下的响应曲线如图 5-22 所示。

从系统的响应曲线估算得系统的各项指标见表 5-1。

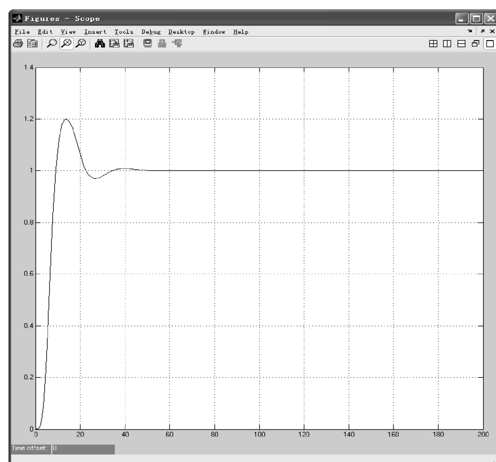
表 5-1 单回路控制与串级控制效果

控制品质指标	单回路控制系统 $K_c=3.7$ $T_1=38$	串级控制系统 $K_{c1}=8.4$ $K_{c2}=10$ $T_1=12.8$
衰减率(%)	0.75	0.75
余差	0	0
系统工作频率/(rad/s)	0.087	0.23
二次干扰作用下的最大偏差(%)	0.28	0.013
一次干扰作用下的最大偏差(%)	0.34	0.14
二次、一次干扰同时作用下的最大偏差(%)	0.58	0.16

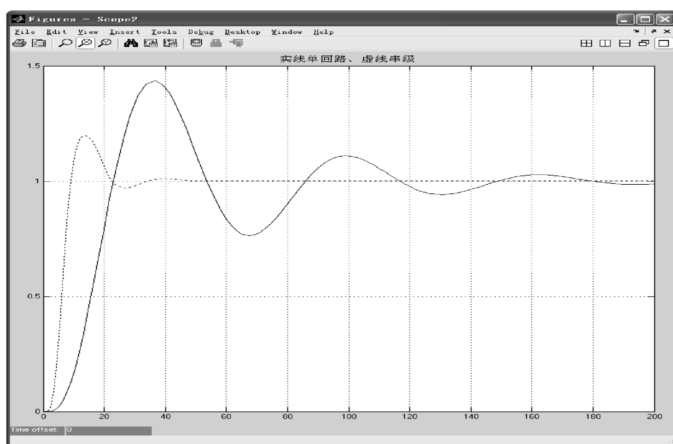




a)



b)



c)

图 5-19　单回路系统和串级控制系统单位阶跃响应

a）单回路系统　b）串级控制系统　c）单回路、串级控制比较

从表 5-1 中可以定量地看出，采用串级控制，系统的工作频率大大提高；一次干扰和二次干扰作用下系统的最大动态偏差大大减小，串级控制系统对控制品质的改善是十分明显的。

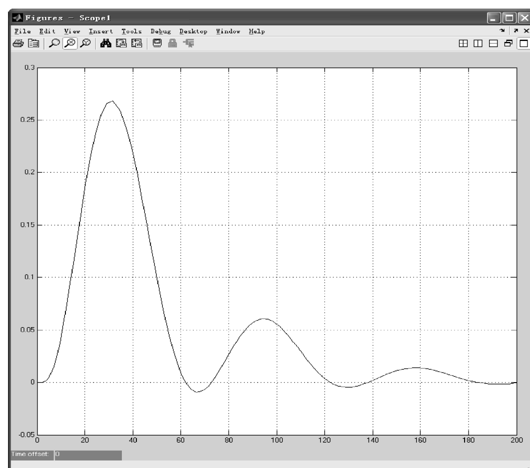
5.2.2　串级控制系统的设计

串级控制系统必须合理地进行设计，才能使串级控制系统的优越性得到充分的发挥。串级控制系统的设计包括主、副回路选择，主、副控制器控制规律设计和主、副控制器的正、反作用方式的确定等。

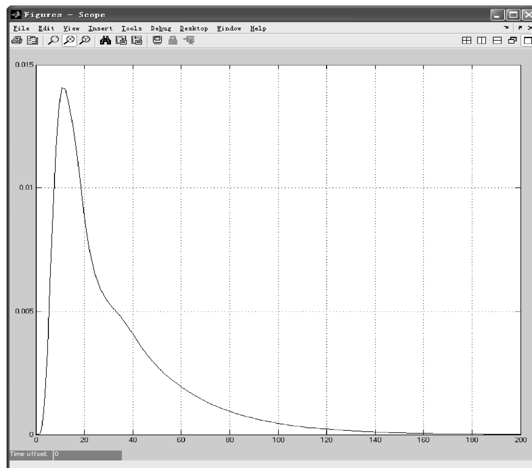
5.2.2.1　主回路的设计

串级控制系统的主回路是一个定值控制系统，可以按单回路控制系统的设计原则进行设计。主变量(操纵量)的选择原则与单回路控制系统的选择原则一致，即选择直接或间接地反映生产过程的产品产量、质量、节能、环保以及安全等控制目的的参数作为主变量。另

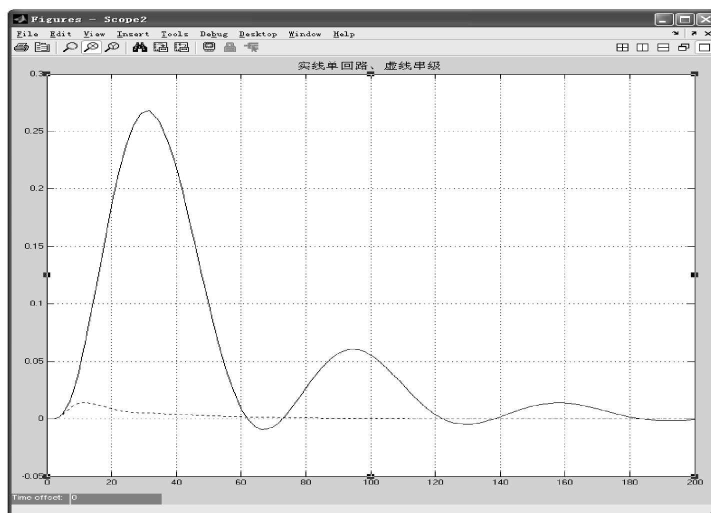




a)



b)



c)

图 5-20　二次干扰作用下单回路系统和串级控制系统的输出响应

a）单回路系统　b）串级控制系统　c）单回路、串级系统二次干扰响应比较

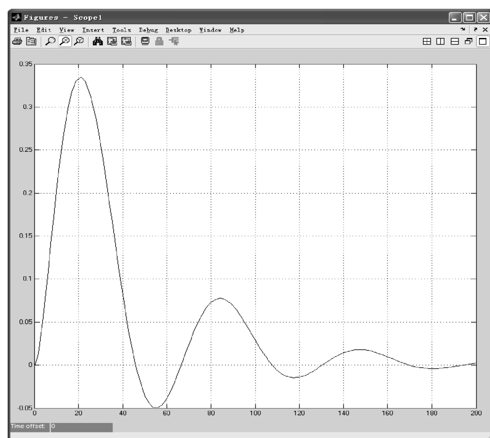
外，所选主变量应有足够的灵敏度，且工艺合理、易实现。

5.2.2.2　副回路的设计

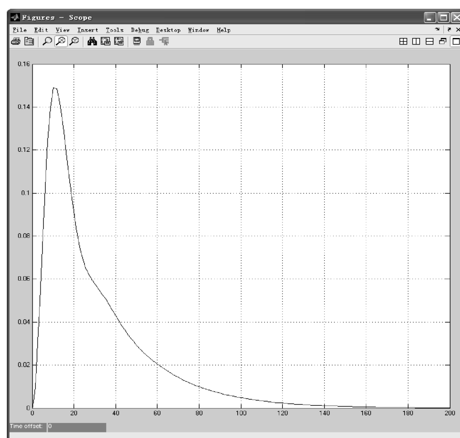
串级控制系统的种种优点都是因为增加了副回路，所以副回路的设计质量是保证发挥串级控制系统优势的关键。副回路的设计首先是要从被控对象的多个变量中选择一个变量作为副变量。副变量的选择应考虑如下一些原则：

1. 应使主要的和更多的干扰落入副回路

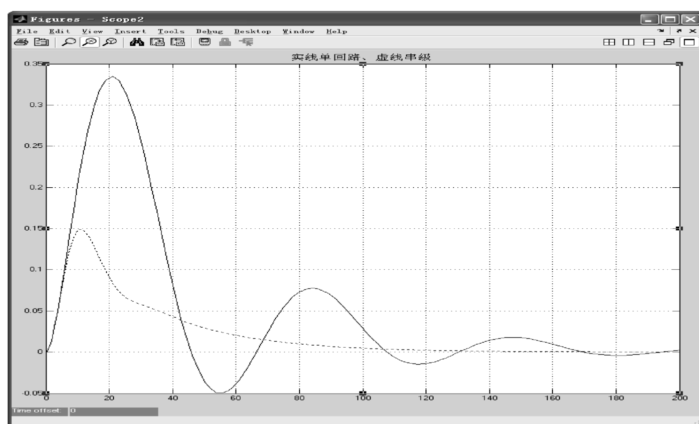
串级控制系统的副回路具有响应速度快、抗干扰能力强等特点，所以在设计时应将生产过程中主要的、变化剧烈的、频繁的和幅度较大的扰动信号包含在副回路中，并且包含尽可能多的扰动。这样可以充分发挥副回路的优势，一旦扰动出现，副回路首先将干扰克服到最低程度，以减小它们对主变量的影响，确保整个控制系统的质量。



a)



b)



c)

图 5-21　一次干扰作用下单回路系统和串级控制系统输出响应

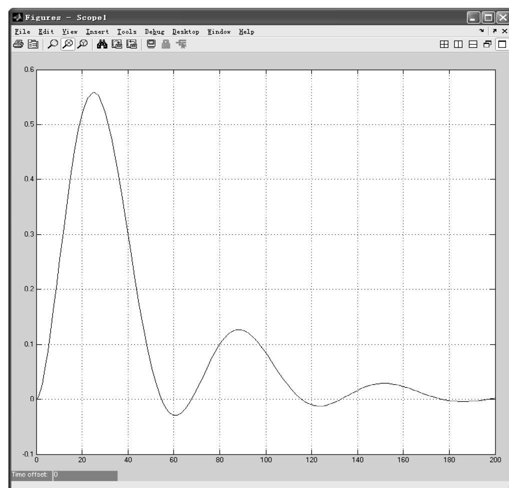
a）单回路系统　b）串级控制系统　c）单回路、串级系统一次干扰响应比较

对生产过程中各种干扰的来源及其对系统影响的研究是设计串级控制系统副变量之前所必须考虑的。

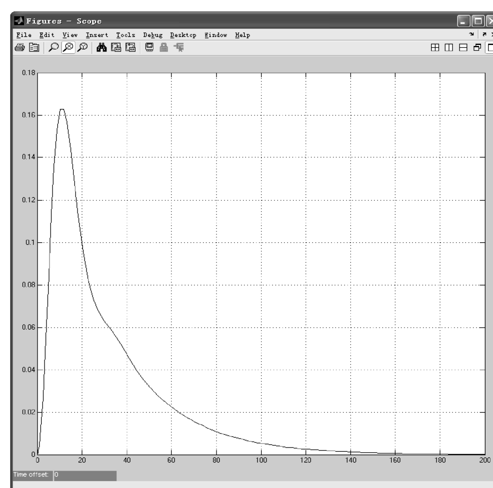
下面以管式加热炉温度控制系统为例说明，如图 5-23 所示。管式加热炉是原料油加热或重油裂解的重要设备之一，为了延长设备的寿命，保证下一道工序精馏分离的质量，经过加热炉后的原料油出口温度的稳定十分重要，且工艺上只允许在 ±2% 以内波动，为此需要采用串级控制系统。原料油出口温度应作为主变量，燃料油的流量作为操纵变量，控制阀安装在燃料油的管线上。分析系统中影响出口温度的因素有燃料油压力波动、炉膛温度、燃料油热值变化、原料油组分的变化、助燃风的流量波动等。

当原料油的成分和处理比较稳定时，燃料的组分也比较固定，然而燃料油压力经常波动，即燃料油压力波动引起燃料油流量波动是工艺生产中的主要干扰时，选取燃料油阀前压力作为副变量构成出口温度与阀前压力串级控制系统，如图 5-24 所示；或选择燃料油流量作为副变量构成出口温度-燃料油流量串级控制系统，如图 5-25 所示。这两种方案均把燃料压力波动干扰包含在副回路中。

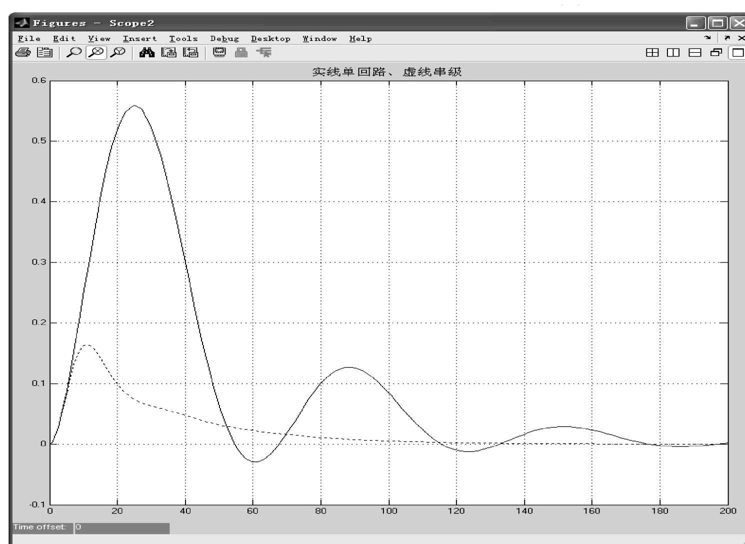




a)



b)



c)

图 5-22　一次干扰和二次干扰同时作用下单回路系统和串级控制系统的响应

a）单回路系统　b）串级控制系统　c）单回路、串级系统一次、二次干扰同时作用输出响应比较

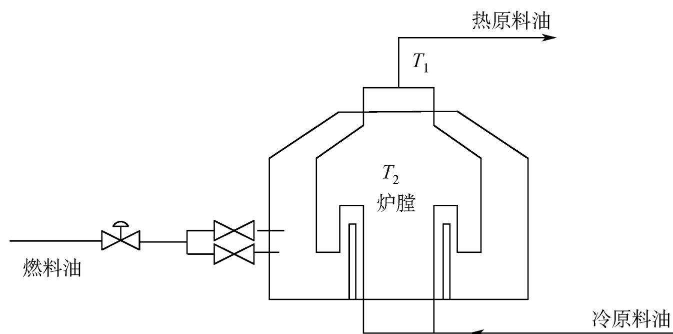


图 5-23　管式加热炉温度控制系统

如果燃料油的压力比较稳定，而燃料组分却经常变化，或者原油的组分和处理经常变化，上述串级控制方案就不能很好地抑制这些干扰，因为这些干扰的影响不会在燃料油的压力或流量中表现出来。燃料油组分的变化或原料油组分的变化会引起燃烧时产生的热值发生变化，从而导致炉膛温度的变化，为此选择间接副变量炉膛温度构成出口温度-炉膛温度串级控制系统，如图 5-26 所示。另外，原料油成分和处理量的改变也会改变原油的吸热量，也会影响到炉膛温度，所以出口温度-炉膛温度串级控制系统不仅将主要扰动包含在副回路，而且将更多的次要干扰(燃料油热值的变化、原料油组分的变化、助燃风的流量波动等)也包含在副回路中。

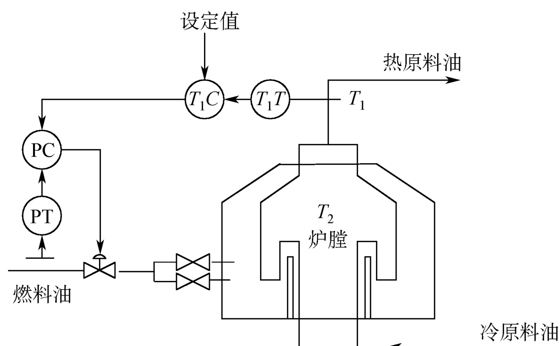


图 5-24　出口温度-阀前压力串级控制系统

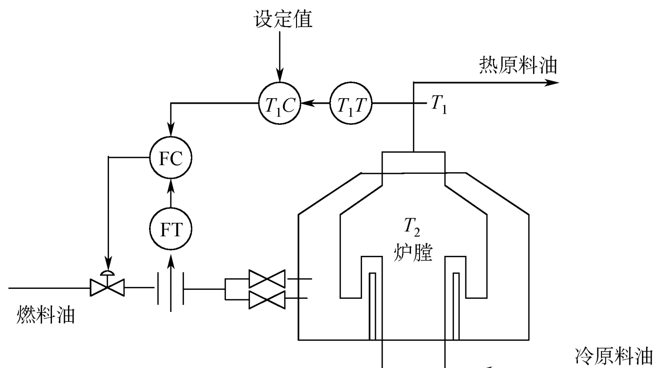


图 5-25　出口温度-燃料油流量串级控制系统

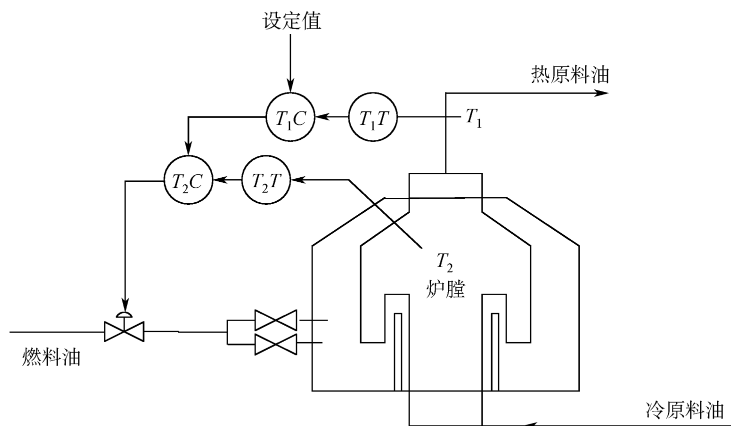


图 5-26　出口温度-炉膛温度串级控制系统

需要说明，在考虑副回路应包含更多的干扰时，也应该考虑副回路的灵敏度。因为，随着副回路包含的干扰越多，副回路规模则越大，副变量的位置会越靠近主变量，这样，副回



路的灵敏度会降低，副回路的超前作用就不明显；另外，副变量离主变量较近，干扰一旦影响到副变量，很快就会影响到主变量，副回路的优越性也就体现不出来。

2. 应使主、副对象的时间常数匹配

串级控制系统中，主、副控制回路是两个相互独立又密切相关的回路，副变量的变化会影响到主变量，而主变量的变化经过反馈回路又会影响副变量；在一定条件下，如果受到某种干扰的作用，主变量的变化进入副回路时，会引起副变量的波动，其振幅不断增加，而副变量的变化传送到主回路后，又使主变量的变化幅值也增加，如此循环就会使主、副变量长时间大幅度地波动，形成串级控制系统的共振，导致控制品质恶化，甚至系统发散而无法工作。为此，必须设法避免串级控制系统的共振。

对于串级控制系统，当主、副变量的响应均呈现 1∶4 衰减振荡时，主、副回路可看成是一个二阶振荡环节，其闭环传递函数为

$$G(s)=\frac{\omega_0^2}{s^2+2\zeta\omega_0 s+\omega_0^2}$$

式中　ζ 和 ω_0——系统的阻尼比和无阻尼自然振荡角频率。

系统的闭环频率特性为

$$G(\mathrm{j}\omega)=\frac{1}{\left(1-\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)+\mathrm{j}2\zeta\dfrac{\omega}{\omega_0}}=M\mathrm{e}^{\mathrm{j}\alpha} \tag{5-22}$$

其中，闭环频率特性的幅值和相角分别为

$$\begin{cases} M=\dfrac{1}{\sqrt{\left(1-\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2+\left(2\zeta\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \\ \alpha=-\arctan\dfrac{2\zeta\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1-\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}} \end{cases} \tag{5-23}$$

闭环幅值出现峰值时所对应的频率称为共振频率，由 $\mathrm{d}M/\mathrm{d}\omega=0$ 得共振频率为

$$\omega_\mathrm{r}=\omega_0\sqrt{1-2\zeta^2} \tag{5-24}$$

作出主、副回路在阻尼比 $\zeta=0.216$，即 $n=1∶4$ 时的幅频特性曲线如图 5-27 所示。

从特性曲线可以看到，二阶振荡系统在共振频率附近的一定频率区间内，系统的幅值将有明显的增大，称为广义共振区。广义共振区的频率范围为

$$\frac{1}{3}<\frac{\omega}{\omega_\mathrm{r}}<\sqrt{2} \tag{5-25}$$

为了使串级控制系统不致发生共振，就副回路来说，应使进入副回路的信号不应有增幅现象发生，必须满足如下条件：

$$\frac{1}{3}>\frac{\omega_{1\mathrm{d}}}{\omega_{2\mathrm{r}}}\text{或}\frac{\omega_{1\mathrm{d}}}{\omega_{2\mathrm{r}}}>\sqrt{2} \tag{5-26}$$

同样，应使进入主回路的信号不应有增幅现象发生，必须满足如下条件：

$$\frac{1}{3}>\frac{\omega_{2\mathrm{d}}}{\omega_{1\mathrm{r}}}\text{或}\frac{\omega_{2\mathrm{d}}}{\omega_{1\mathrm{r}}}>\sqrt{2} \tag{5-27}$$

式中　ω_{1d}、ω_{2d}、ω_{1r}和ω_{2r}——主、副回路的工作频率和共振频率。

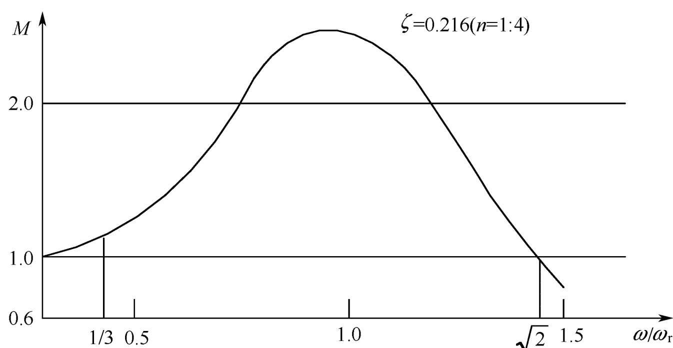


图 5-27　当 $\zeta=0.216(n=1:4)$时的幅频特性曲线

当系统阻尼比$\zeta=0.216$即$n=1:4$时，系统的工作频率ω_d近似为共振频率ω_r。式(5-26)和式(5-27)可写为

$$\frac{1}{3}>\frac{\omega_{1d}}{\omega_{2d}}或\frac{\omega_{1d}}{\omega_{2d}}>\sqrt{2}$$

$$\frac{1}{3}>\frac{\omega_{2d}}{\omega_{1d}}或\frac{\omega_{2d}}{\omega_{1d}}>\sqrt{2} \tag{5-28}$$

一般来说，串级控制系统副回路工作频率大于主回路的工作频率，所以式(5-28)可进一步简化为

$$\omega_{2d}>3\omega_{1d} \tag{5-29}$$

为了避免共振效应，必须将主、副回路的工作频率错开。又根据系统的工作频率与其对象的时间常数成反比关系，因此得到

$$T_{01}>3T_{02} \tag{5-30}$$

由式(5-30)可以看出，为了防止串级控制系统共振，必须使主、副对象时间常数的选择要匹配，需保证$T_{01}>3T_{02}$，一般取

$$T_{01}=(3\sim10)T_{02} \tag{5-31}$$

上述结论虽然是假定主、副回路均为二阶系统的前提下得出的，但也不失一般性。如图 5-28 所示主、副回路时间常数不匹配且渐近共振时 Simulink 仿真结果，表明主、副变量长时间大幅度波动，导致控制品质恶化，系统无法工作。

实际系统中，T_{01}/T_{02}究竟取多大为好，应根据具体对象的情况和控制系统的目的来定。如果串级控制系统的目的是为了克服对象的主要干扰，那么副回路的时间常数小一点为好，只要将主要干扰包括在副回路中即可；如果串级控制系统的目的是为了克服对象时间常数过大和滞后严重，以便改善对象特性，那么副回路的时间常数可适当大一些；如果利用串级控制系统克服对象的非线性，那么主、副对象的时间常数又宜相差远一些。

3. 选择副回路方案时应考虑工艺上的合理性和经济性

串级控制系统副回路的设计首先要考虑生产工艺的合理性，若出现几种可选择方案时，应把经济性和控制品质有机地结合起来，在满足工艺要求的前提下，尽量选择投资少、效益高、简单的控制方案。



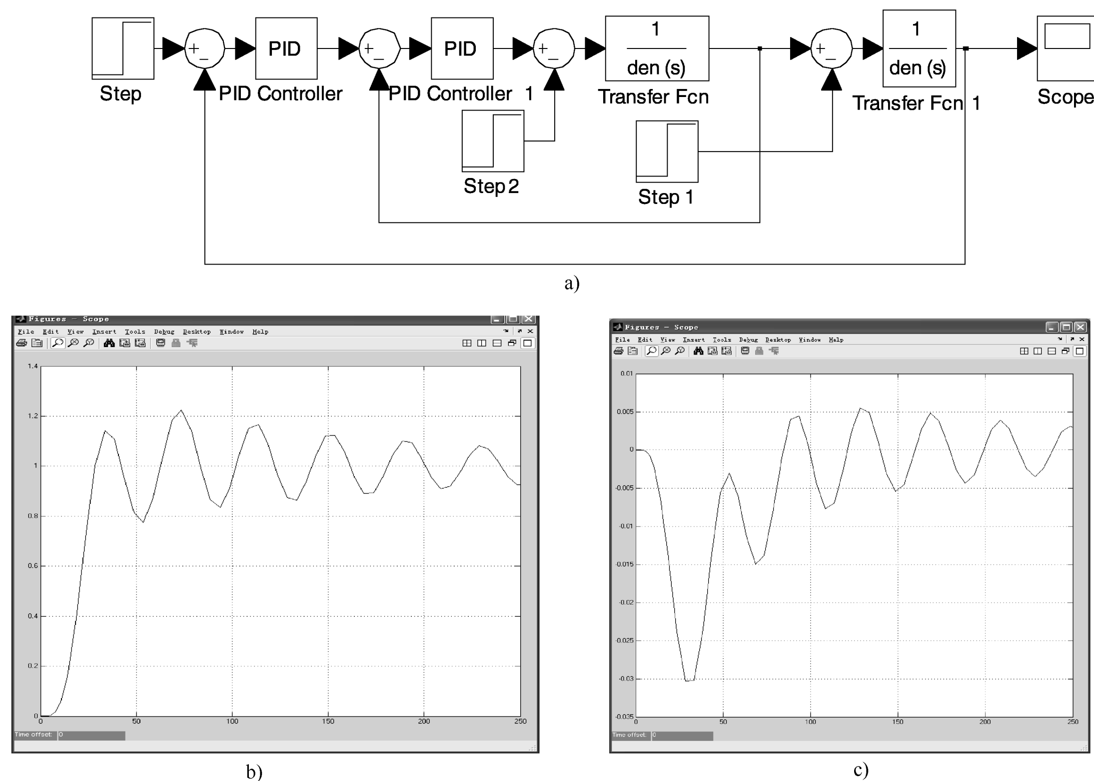


图 5-28　主、副回路时间常数不匹配且渐近共振时的 Simulink 仿真

a）Simulink 仿真图　b）系统输出响应曲线　c）二次干扰单独作用输出响应曲线

例如丙烯冷却器出口温度串级控制系统中，图 5-29a 所示为冷却器液位为副变量的串级控制系统。图 5-29b 所示为蒸气压力为副变量的串级控制系统。

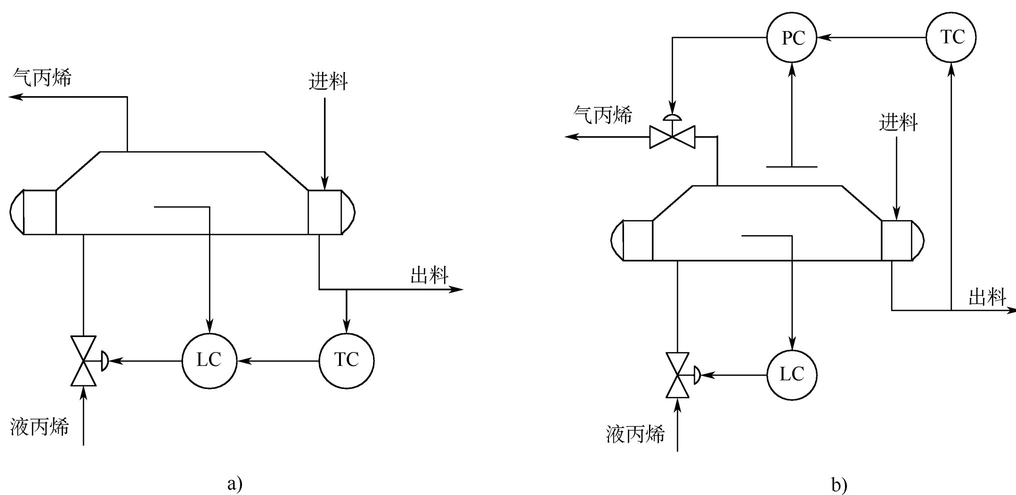


图 5-29　丙烯冷却器串级控制

从控制角度看，以蒸气压力作为副变量比以冷却器液位作为副变量更灵敏、反应速度更快，但是假如冷冻机入口压力在两种情况下都相等，图 5-29b 中丙烯蒸发压力需高于图



5-29a中的丙烯蒸发压力(控制阀上需要一定压降)，这样冷却温差就要减小，冷量利用就不够充分。而且还需要另设一套液位控制系统，以维持一定的蒸发空间，所以在温度控制要求能满足要求的情况下 5-29a 所示的方案是比较经济的。

5.2.2.3　主、副控制器的选择

1. 控制规律的选择

串级控制系统中，由于主、副控制器所完成的任务不同、生产工艺对主、副变量的控制要求也不同，主、副控制器的控制规律选择不同，通常有四种情况。

1）主变量是系统生产工艺的重要指标，且对控制质量要求较高。此时，主控制器宜采用 PI 控制规律；有时为了克服对象容量滞后，进一步提高主变量的控制质量，应引入微分作用，即选择 PID 控制规律。对于副控制器，因副变量的控制指标要求不高，一般副控制器采用 P 控制规律就可以了。但当副对象的时间常数较小，比例度又放得较大时，为了加强控制作用，副控制器也采用 PI 控制规律。

2）生产工艺对主、副变量的要求均比较高。此时，为了使主变量在干扰作用下不产生余差，主控制器选择 PI 控制规律；同时，为了克服进入副回路干扰的影响，保证副变量的控制精度，副控制器也选择 PI 控制规律。

3）对主变量控制要求不高，甚至允许小波动，但要求副变量能够迅速、准确地跟踪主控制器的输出变化而变化。此时主控制器选择 P 控制规律，副控制器选择 PI 控制规律。

4）对主、副变量控制要求均不高。此时串级控制系统仅仅在于相互兼顾。主、副控制器均可采用 P 控制规律；必要时对主变量控制引入积分控制规律。

总之，对主、副控制器控制规律的选择应根据生产工艺的要求、系统控制质量的要求进行具体分析来选择。

2. 串级控制系统的积分饱和和防止措施

与单回路控制系统一样，当主控制器有积分控制作用，并且偏差长期存在时，则系统出现积分饱和现象；同样当副控制器有积分控制作用，并且偏差长期存在时，则系统也会出现积分饱和现象。积分饱和容易造成系统控制品质下降甚至失控。

串级控制系统中，副控制器采用 P 控制规律，主控制器采用 PI、PID 控制规律，积分饱和的条件与单回路控制系统相同，防积分饱和措施同样可采用外部积分反馈法等。

若主、副控制器均有积分控制作用时，则串级控制系统存在两个控制器输出都达到极值点的可能，串级控制系统的失控范围要比单回路控制系统积分饱和失控大得多。

以管式加热炉温度-流量串级控制系统来看如图 5-30 所示。

开始出口温度远远低于设定值，并且燃料油的流量调到最大也难以很快消除偏差，反作用的温度控制器的输出因积分作用不断增大，以至进入深度饱和；流量控制器的输出也因其设定值的超限积分作用下也进入深度饱和，导致控制阀全开。随着出口温度的升高，尽管偏差已为零，但控制器仍处于饱和状态，阀门失控，温度继续升高；到达极值点，主控制器的输出才退出饱和，但副控制器仍处于饱和之中，阀门仍是全开，出口温度继续上升；到达又一个极值点，副控制器才退出饱和状态，阀门才实施控制。

主、副控制器输出均出现饱和，且副控制器进入饱和的时间比单回路控制系统的时间更长，导致系统控制质量大大下降，调节更不及时。对于副控制器防止积分饱和的方法和单回路控制系统的方法相同，采用外部积分反馈法。主控制器防止积分饱和的方法仍然是外部积



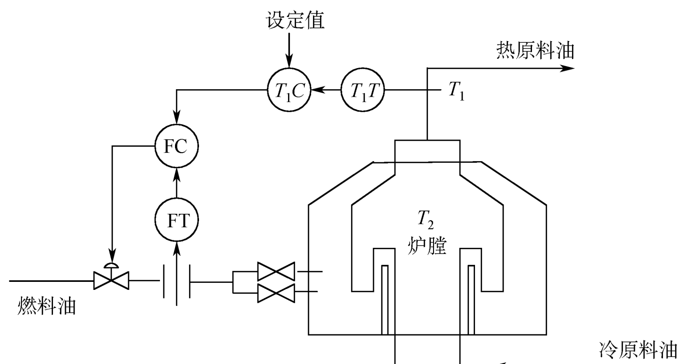


图 5-30　管式加热炉温度-流量串级控制系统

分反馈法，只是其反馈信号不是主控制器的输出，而是副变量的测量值作为主控制器的外部反馈信号，如图 5-31 所示。

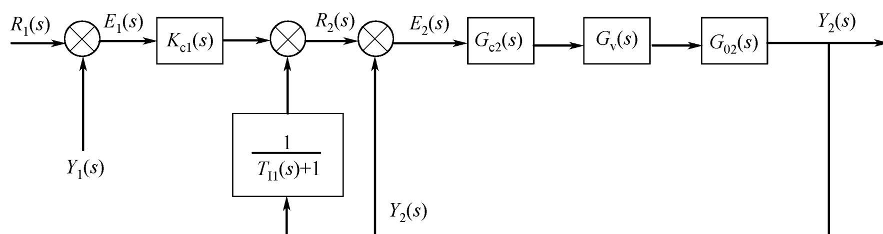


图 5-31　串级控制系统的外部积分反馈法

当副控制器有积分作用时，动态过程中主控制器的输出为

$$R_2(s)=K_{c1}E_1(s)+\frac{1}{T_{I1}s+1}Y_2(s)$$

当系统正常工作时，副控制器的输出 Y_2 应不断地跟踪其输入 R_2，即 $Y_2=R_2$，则主控制器输出为

$$R_2(s)=K_{c1}(1+\frac{1}{T_{I1}s})E_1(s)$$

此时，主控制器具有 PI 控制作用。当副回路出现长期偏差时，主控制器的输出 R_2 仅与其输入信号 E_1 之间存在比例关系，而此时的 Y_2 只是主控制器输出的一个偏置值。

5.2.2.4　主、副控制器的正、反作用选择

与单回路控制系统一样，主、副控制器的正、反作用方式确定的基本原则是保证系统为负反馈。首先从生产工艺、安全等原则选择控制阀的气开、气关形式，然后根据工艺条件和控制阀的形式决定副控制器的正、反作用方式，最后再根据主、副变量的关系决定主控制器的正、反作用方式。同样，主、副控制器的正、反作用方式可采用逻辑推理法和判别式法。

以图 5-32 所示隔焰式隧道窑温度-温度串级控制系

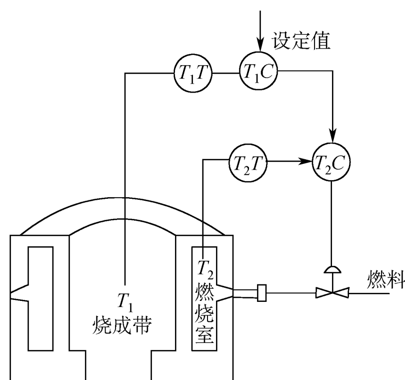


图 5-32　隔焰式隧道窑温度-温度串级控制系统

统为例，串级控制系统的主被控变量为烧成带温度，副被控变量为燃烧室温度。从安全角度考虑，控制阀选择气开型。

1）副回路：假设燃烧室温度 T_2 升高→要求燃料的流量减小→要求控制阀的控制信号减小→要求副控制器 T_2C 的输出减小，所以副控制器应选择反作用方式。

2）主回路：假设烧成带温度 T_1 升高→要求燃料的流量减小→要求控制阀的控制信号减小→由于副控制器是反作用→要求副控制器的设定值→减小主控制器 T_1C 的输出减小，所以主控制器也应选择反作用方式。

5.3　串级控制系统控制器参数的整定

串级控制系统主、副控制器串联在一起，其中任意一个控制器的参数发生变化对整个系统均有影响，因此串级控制系统的参数整定比单回路控制系统要复杂。

串级控制系统中主回路是一个定值控制系统，通常系统对主被控变量有较高的控制精度要求，其品质指标与单回路定值控制系统一样。副回路是一个随动系统，只要求副变量能快速、准确地跟随主控制器的输出变化而变化。

在工程实践中，串级控制系统常用的整定方法有逐步逼近法、两步整定法、一步整定法等。

5.3.1　逐步逼近法

逐步逼近法是一种依次先整定副回路，再整定主回路，然后循环进行且逐步逼近主、副控制器的最佳值。该方法较繁琐，特别是副控制器也采用 PI 控制作用时。逐步逼近法的具体步骤为：

1）首先整定副回路。此时先断开主回路，按单回路系统整定方法确定副控制器的整定参数，记作$[G_{c2}]_1$。

2）整定主回路。将副控制器参数置于$[G_{c2}]_1$ 上，闭合主回路，把副回路作为主回路的一个等效环节。按单回路整定方法，求取主控制器的整定参数值$[G_{c1}]_1$。

3）再次整定副回路。此时主、副回路均闭合，系统处于串级运行状态。主控制器参数置于$[G_{c1}]_1$ 上，再按单回路方法求取副控制器的整定参数值$[G_{c2}]_2$。至此已经完成一次循环的整定。如果控制质量达到要求，整定工作结束，主、副控制器的整定参数分别取$[G_{c1}]_1$和$[G_{c2}]_2$。

4）如果一次循环还达不到要求，则重新整定主控制器参数。将副控制器参数置于$[G_{c2}]_2$ 上，闭合主回路，再按上述方法整定求取主控制器的整定参数值$[G_{c1}]_2$。依次循环下去，逐步逼近，直到达到满意的质量指标要求为止。

对于不同的控制系统和不同的品质指标要求，逐步逼近法逼近的循环次数是不同的，所以往往费时较多。

5.3.2　两步整定法

主、副对象的时间常数相差很大，则主、副回路的工作频率差别很大，当副回路整定好后，可看为主回路的一个环节来整定主回路参数，此时副回路的影响很小，甚至可忽略不



计。先整定副控制器，再整定主控制器。两步整定法(应用最广泛)的步骤如下：

1）整定副控制器。系统工况稳定时，系统处于串级运行状态，主、副控制器均置于纯比例作用的条件下，将主控制器的比例度 δ_1 置于100%，按单回路控制系统的衰减曲线法整定副回路，求取副控制器在满足 4∶1 的衰减过程下的比例度 δ_{2s}和振荡周期 T_{2s}。

2）整定主控制器。将副控制器的比例度置于所求得的 δ_{2s}数值上，把副回路作为主回路中的一个环节，用同样的方法整定主回路，求取主控制器在满足 4∶1 的衰减过程下的比例度 δ_{1s}和振荡周期 T_{1s}。

3）按已求得的 δ_{1s}、T_{1s}、δ_{2s}和 T_{2s}的值，结合控制器的类型选型，按单回路控制系统衰减曲线法整定参数的经验公式，计算出主、副控制器的整定参数。

4）按照先副后主、先比例后积分最后微分的整定程序，设置主、副控制器的参数，再次观察过渡过程曲线，必要时进行适当调整，直到系统质量达到最佳响应为止。

5.3.3　一步整定法

根据经验先确定副控制器的比例度，然后按单回路控制系统的整定方法整定主控制器参数的整定方法称为一步整定法。

工程实际中发现，在被控对象特性一定的情况下，为得到主变量的 4∶1 衰减振荡过程，主、副控制器的放大系数 K_{c1}和 K_{c2}可在一定范围任意搭配，相互关系近似满足 $K_{c1}K_{c2}$ = 常数，此时控制系统的品质基本相同。这样就可以依据经验，先将副控制器的参数确定一个数值，然后按一般单回路控制系统控制器的整定方法整定主控制器的参数。虽然按经验一次得到的副控制器参数不一定很合适，但可以通过调整主控制器的放大系数得到补偿。

从理论上来看：串级控制中，如果把副回路等效看成一个完成“粗调”任务的控制器，那么整个串级控制系统可看成两个控制器串联的单回路控制系统。整个回路等效的放大系数等于主控放大系数与等效副回路的放大系数的积，即 $K_c = K_{c1}K_{c2}$，主变量产生 4∶1 衰减振荡过程，则 K_c 为某一定值，K_{c1}和 K_{c2}允许在一定范围内任意搭配。

一步整定法的步骤为：

1）按表 5-2 的经验值选择副控制器的一个合适的比例度，使副回路按纯比例控制运行；

2）系统投入串级控制运行状态，按单回路系统参数整定的方法对主控制器参数整定，观测响应曲线，根据 K 值匹配原理适当调整主控制器参数，直到主变量的控制品质达到最佳。

3）若整定过程中系统出现“共振”，只需加大主、副控制器中任一比例度的值即可。

表 5-2　副控制器比例度取值范围

副变量	放大系数 K_{02}	比例度 δ_2(%)
温度	5 ~ 1.7	20 ~ 60
压力	3 ~ 1.4	30 ~ 70
流量	2.5 ~ 1.25	40 ~ 80
液位	5 ~ 1.25	20 ~ 80



5.4　串级控制系统应用及 Simulink 仿真

5.4.1　串级控制系统用于克服变化剧烈和幅值大的干扰

串级控制系统对进入副回路的二次干扰具有很强的克服能力。为此，在设计系统时应把变化剧烈、幅值大的干扰包括在副回路中，并且把副回路放大系数 K_{c2} 整定的应大些，会使干扰在影响到主变量之前经副回路的超前、快速、有力地抑制将干扰对系统的影响降到最低。

例如精馏塔釜温度与蒸气流量串级控制系统：精馏塔是化工、石油化工、炼油生产中应用极为广泛的传质传热过程，其目的是将混合物中各组分分离，达到规定的纯度。精馏塔控制最直接的质量指标是产品的组分，但产品组分分析周期长、滞后严重。精馏塔釜温度是保证产品分离纯度的重要指标，工艺上要求温度偏差≤±1.5℃，所以将塔釜温度作为主被控变量，再沸器提供热量的蒸气流量作为操纵变量，组成单回路温度控制系统，如图 5-33 所示。

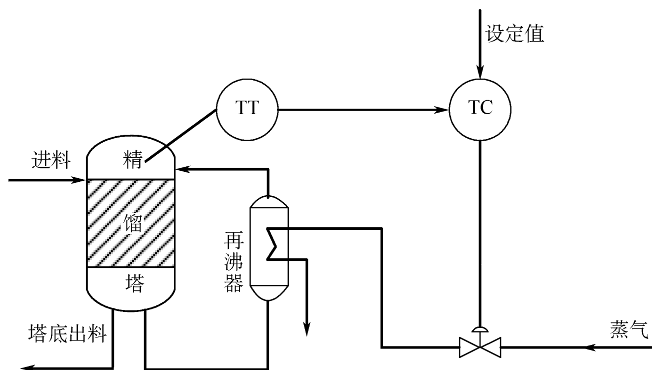
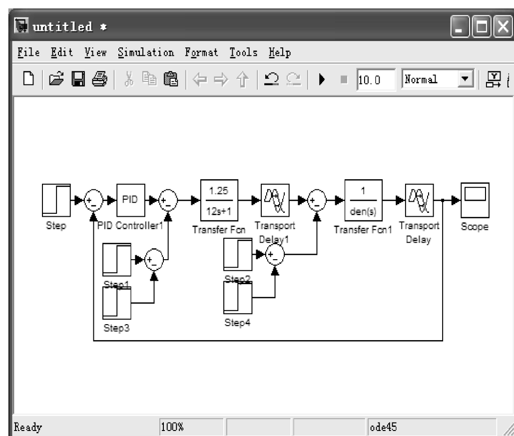


图 5-33　塔釜温度控制系统

在此，假设主被控对象的数学模型为 $G(s)=1.25\mathrm{e}^{-44s}/(25s+1)^2$，副被控对象的数学模型为 $G(s)=\mathrm{e}^{-4s}/(12s+1)$，控制器采用 PI 控制规律对系统进行仿真研究。控制器参数整定到最佳值（$K_P=0.45, T_I=1/120$）时，单回路控制系统 Simulink 仿真框图及设定值为 1300℃时系统输出响应曲线如图 5-34 所示，此时塔釜温度的最大超调量为 23.1%，调节时间为 840s，不能满足工艺要求。



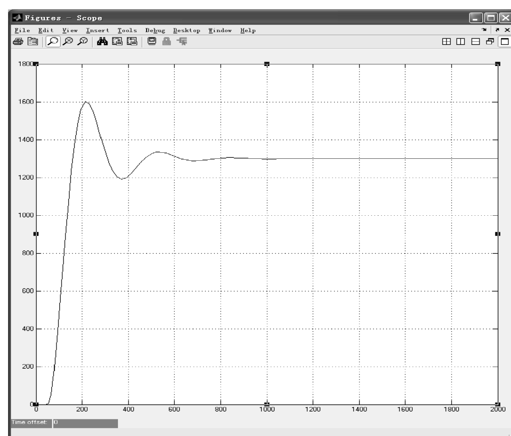


图 5-34　单回路控制系统 Simulink 仿真图及系统输出响应曲线

对于单回路系统，在系统稳定运行大约 1200s，突加幅值为设定值 40% 的二次脉冲扰动



信号，系统的输出响应曲线如图 5－35 所示，此时系统的最大动态偏差为 30.7%，调节时间大约为 900s。

同样对于单回路系统，在系统稳定运行大约 1200s，突加幅值为设定值 40% 的一次脉冲扰动信号，系统的输出响应曲线如图 5－36 所示，此时系统的最大动态偏差为 24.6%，调节时间大约为 730s。

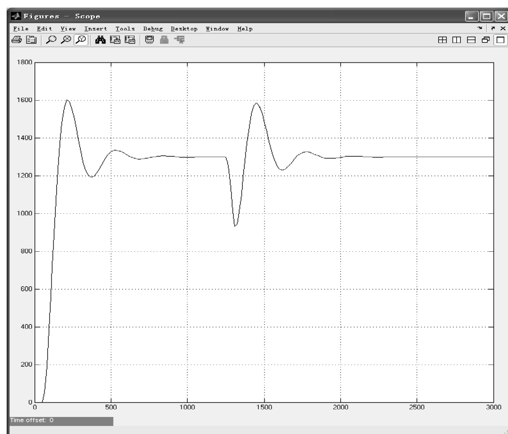


图 5-35 二次干扰作用下的响应曲线

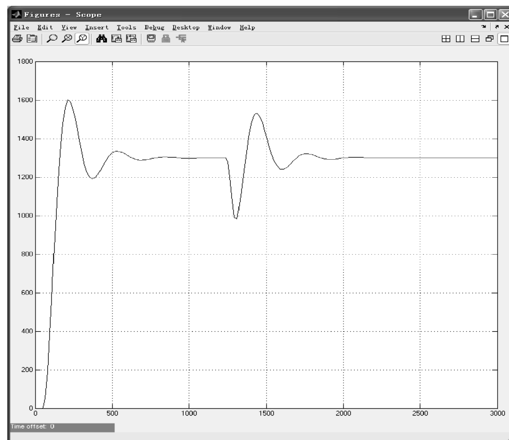
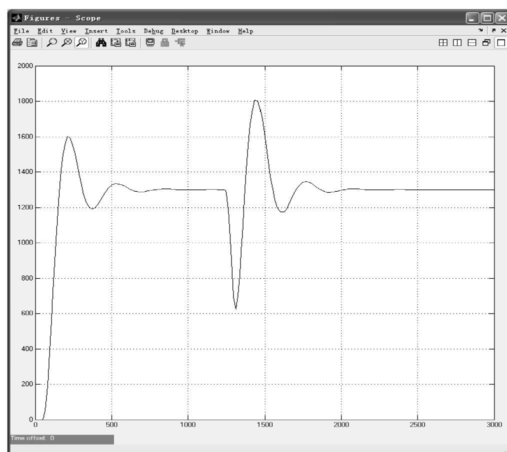
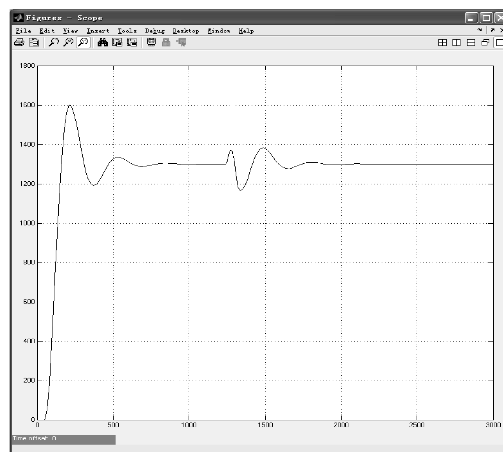


图 5-36 一次干扰作用下的响应曲线

同样对于单回路系统，在系统稳定运行大约为 1200s，同时突加幅值为设定值 40% 的一次和二次脉冲扰动信号，系统的响应曲线如图 5－37 所示，一、二次干扰同向时系统的最大动态偏差为 50%，调节时间大约为 1000s，一、二次干扰异向时系统的最大动态偏差为 11.5%，调节时间大约为 600s。



a)



b)

图 5-37 单回路系统一次和二次干扰作用下的响应曲线

a）一、二次干扰异向 b）一、二次干扰同向

另外，考虑系统施加幅值变化为设定值 40% 的随机干扰信号时，系统的输出响应曲线如图 5-38 所示。

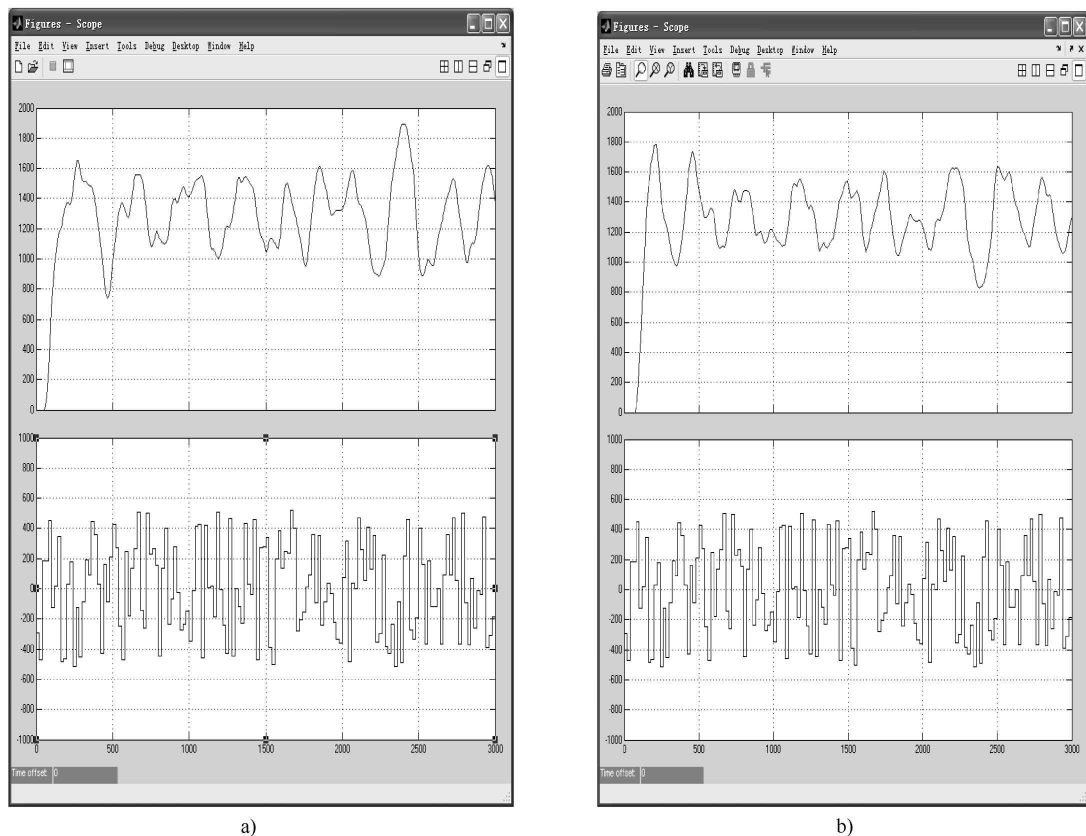


图 5-38　单回路系统一次和二次随机干扰作用下的响应曲线
a）一次干扰作用　b）二次干扰作用

精馏过程是在一定物料平衡和能量平衡基础上进行的。在精馏塔的连续操作过程中应做到物料平衡、气-液平衡和热量平衡，这 3 个平衡互相影响，互相制约。蒸气压力变化激烈（有时从 500kPa 突降到 300kPa），而且幅度很大（40%），直接影响塔釜挥发组分的蒸发量，使当时塔内热量存在不平衡，导致气-液不平衡。为此，将蒸气流量作为副变量，把蒸气压力的干扰包括在副回路中，构成精馏塔釜温度与蒸气流量串级控制系统，如图 5-39 所示。

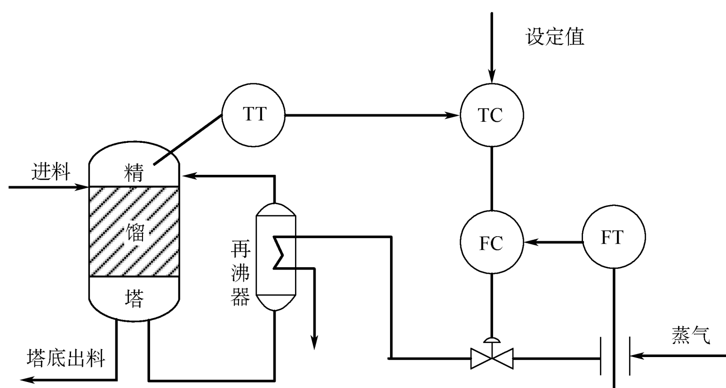
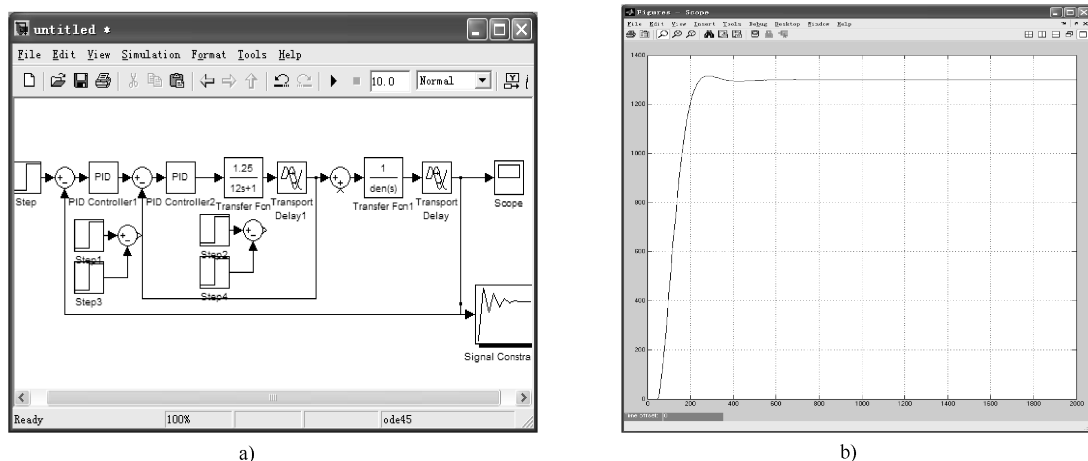


图 5-39　精馏塔釜温度与蒸气流量串级控制系统



串级控制系统的副控制器选择 P 作用，主控制器选择 PID 作用，采用最优化方法整定串级控制器的参数 Simulink 仿真框图如图 5-40a 所示，最优化的主、副控制器参数为 $K_{P1}=0.4151$、$T_{I1}=100.02$、$T_{D1}=1.004$、$K_{P2}=2.9898$，塔釜温度的响应曲线如图 5－40b 所示（设定值为 1300℃），系统的最大偏差≤±15℃，满足工艺要求。



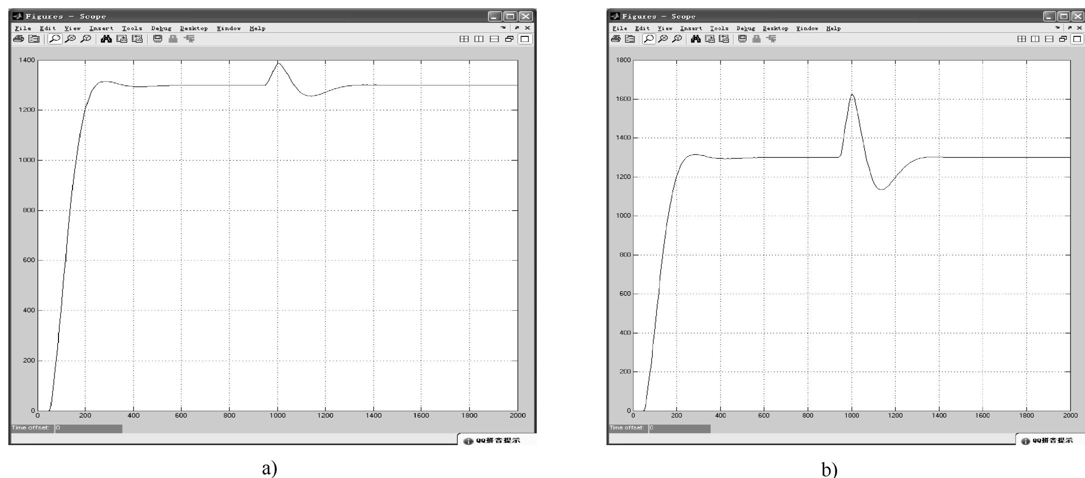
a)　　　　b)

图 5-40　串级控制系统的阶跃响应曲线

a）优化参数 Simulink 仿真框图　b）串级系统输出响应

对于串级控制系统，在系统稳定运行大约 900s 后，突加幅值为设定值 40% 的二次脉冲扰动信号，系统的响应曲线如图 5-41a 所示，此时系统的调节时间大约为 220s。

对于串级控制系统，在系统稳定运行大约 900s 后，突加幅值为设定值 40% 的一次脉冲扰动信号，系统的响应曲线如图 5-41b 所示，此时系统的调节时间大约为 220s。



a)　　　　b)

图 5-41　串级系统一次、二次脉冲干扰作用下的系统输出响应

a）二次脉冲干扰作用　b）一次脉冲干扰作用

对于串级控制系统，在系统稳定运行大约 900s 后，突加幅值为设定值 40% 的一次和二次脉冲扰动信号，同向时系统的响应曲线如图 5-42a 所示，此时系统的调节时间大约为



320s；异向时系统的响应曲线如图 5-42b 所示，此时系统的调节时间大约为 280s。

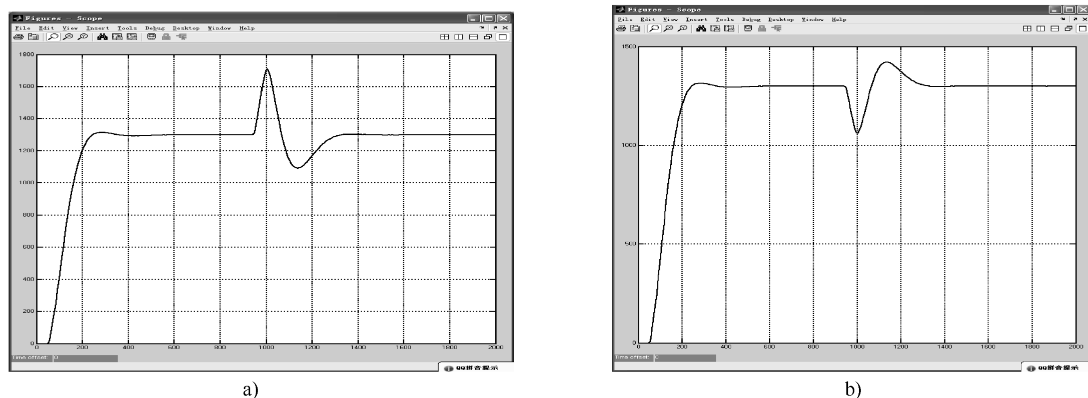


图 5-42　串级控制系统一次、二次干扰同时作用下的响应曲线
a）一次、二次同向干扰　b）一次、二次异向干扰

从上面的仿真曲线可以看到，串级控制系统对变化剧烈和幅值大的干扰信号具有较强的抑制作用。

5.4.2　串级控制系统用于克服对象的纯滞后

当被控对象纯滞后时间较长时，单回路控制系统很难满足控制质量的要求，此时可采用串级控制系统。在一定程度上，它可以改善纯滞后对控制质量的影响。通常可在距控制阀较近、纯滞后时间较小的位置处选择一个副变量，把干扰纳入副回路中。这样可利用副回路的超前作用在干扰影响主变量之前及时地由副变量反映出来，并由副控制器及时加以克服。由于副回路通道短、滞后小、控制及时，因而使主变量的动态品质得到了提高。串级控制克服对象的纯滞后仅仅是对二次干扰而言的。

网前箱温度-温度串级控制系统如图 5-43 所示。

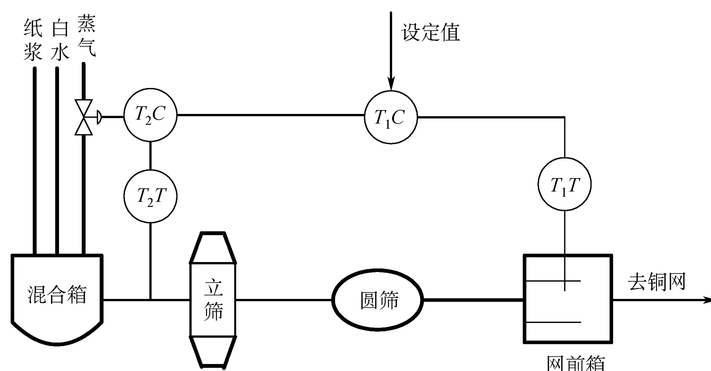
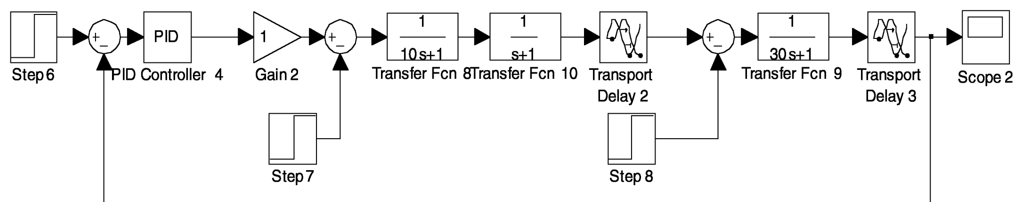


图 5-43　网前箱温度-温度串级控制系统

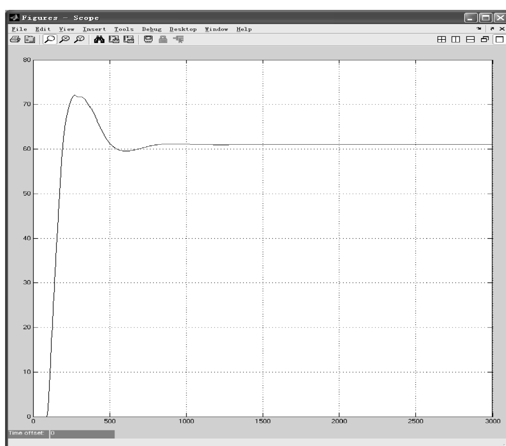
调配好的中浓度纸浆由泵从储槽送至混合箱，在混合箱中与网部滤下的白水混合，配成低浓度纸浆悬浮液，并被蒸气加热到 72℃左右。经过立筛、圆筛除去杂质后送至网前箱，再以一定速度喷向纸网脱水。为保证纸张质量，工艺要求网前箱纸浆温度为 61℃，最大偏差不超过 ±1.5℃。将网前箱纸浆温度作为被控变量，蒸气流量作为操纵变量，构成单回路



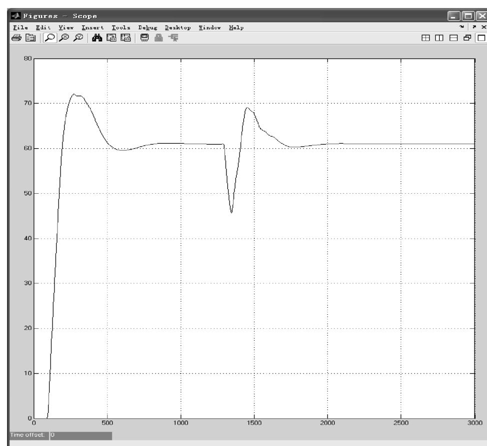
控制系统，单回路系统 Simulink 仿真如图 5-44a 所示，系统的跟踪特性曲线如图 5-44b 所示，当系统稳定时在 1200s 突加大的干扰信号（纸浆波动 35kg/min），系统的抗干扰曲线如图 5-44c 所示，网前箱纸浆温度最大偏差为 11.5℃，过渡过程时间长达 880s，扰动的恢复时间长达 980s，系统无法满足生产工艺要求。



a)



b)



c)

图 5-44　单回路系统 Simulink 仿真及响应和抗扰曲线

a）单回路系统 Simulink 仿真图　b）系统的跟踪响应　c）系统的抗扰曲线

分析知混合箱到网前箱的纯滞后时间为 90s，干扰大多数集中在混合箱。为此，选择混合箱纸浆出口温度为副变量，网前箱纸浆温度为主控变量，组成串级控制系统如图 5-45 所示。主、副控制器均选择 PI 控制，最佳参数整定后，系统设定值下的响应曲线如图 5-46a 所示，网前箱纸浆温度最大偏差≤1.5℃，过渡过程时间为 200s，在稳态运行 1200s 突加设定值 40% 的一次、二次脉冲扰动信号，系统的输出响应曲线如图 5-46b、c、d 所示，系统对干扰信号的恢复时间均小于 240s，完全满足生产工艺要求。

5.4.3　串级控制系统用于克服对象的容量滞后

在工业生产中，往往很多被控对象的容量滞后较大，采用单回路控制系统则因为其容量滞后较大、控制通道时间常数大造成控制作用迟缓、系统的超调量大、过渡过程时间长，很难满足生产工艺的要求。

对象容量滞后大、干扰复杂的情况下，采用串级控制系统，选择一个容量较小的被控量组成副回路，使等效副对象的时间常数减小，提高系统的工作频率，加快系统的响应速度，缩短系统的调节时间，获得较好的控制效果。

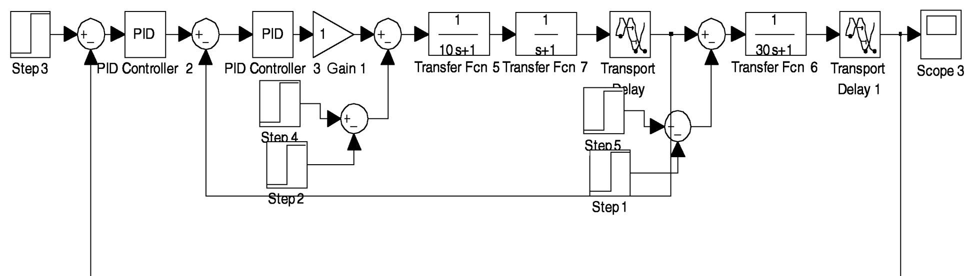
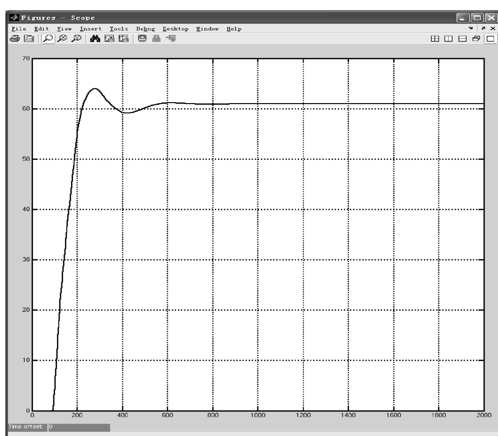
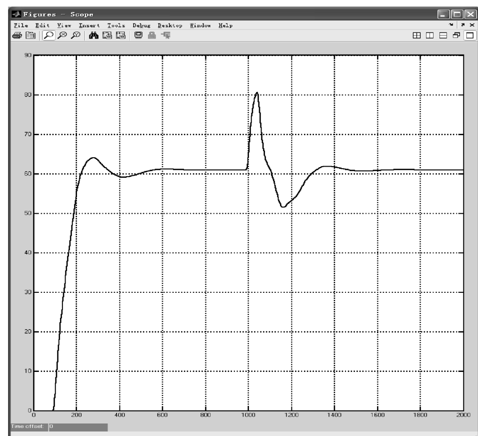


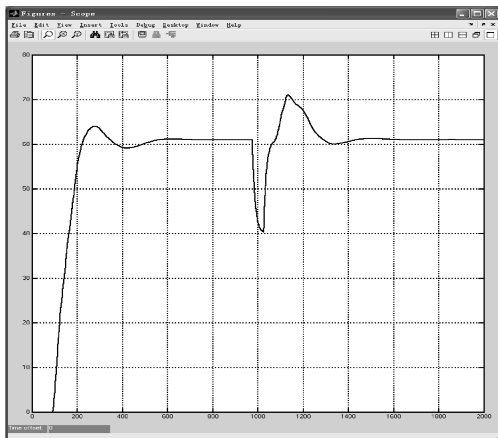
图 5-45　串级控制系统 Simulink 仿真图



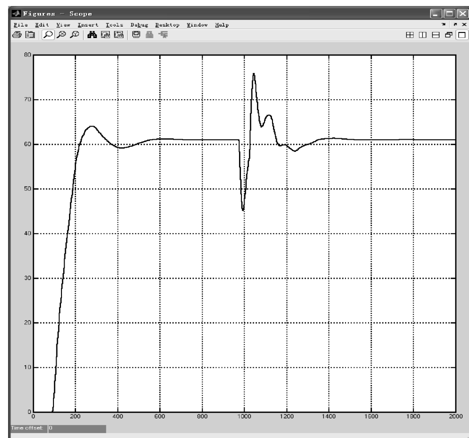
a)



b)



c)



d)

图 5-46　串级控制系统输出响应曲线

a）系统的跟踪特性曲线　b）二次干扰作用下输出响应

c）一次干扰作用下输出响应　d）一、二次干扰同时作用下输出响应

例如管式加热炉出口温度与炉膛温度串级控制系统。管式加热炉出口温度单回路控制系统如图 5-47 所示。

假设原料油出口温度的特性可近似为 $G_{o1}(s)=e^{-180s}/(30s+1)(30s+1)$，燃料热值变化对炉膛温度影响特性可近似为 $G_{o2}(s)=e^{-18s}/(10s+1)(s+1)^2$。



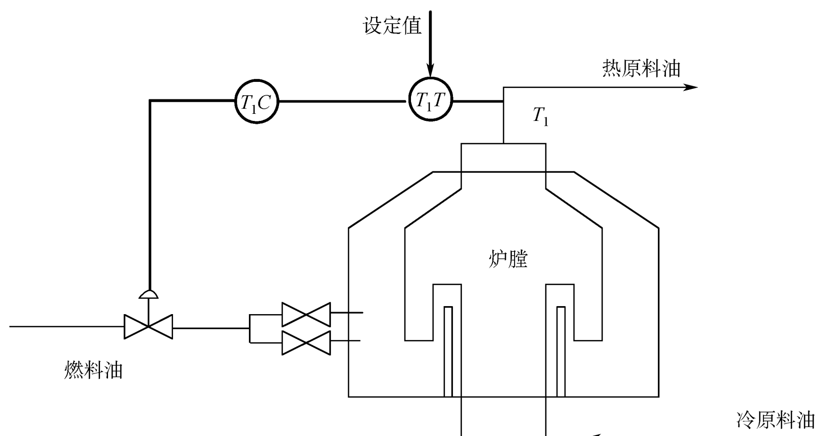
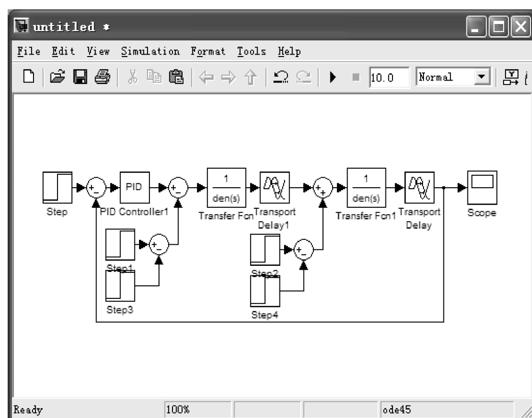


图 5-47　管式加热炉出口温度单回路控制系统

采用临界比例度法整定单回路 PID 控制器参数仿真如图 5-48 所示，临界比例值 K_P = 1.135，临界振荡周期 T_K = 540，查表得 PID 控制时 K_P = 0.6676，T_I = 270，T_D = 67.5，系统的阶跃响应曲线如图 5-49a 所示，动态偏差达 23%，调节时间非常长，且系统波动太频繁，难以满足要求，工程中采用优化整定 PID 参数得 K_P = 0.4694，T_I = 240，T_D = 25 得单回路系统阶跃响应曲线如图 5-49b 所示，最佳的动态偏差为 14%，系统的过渡过程时间为 520min。



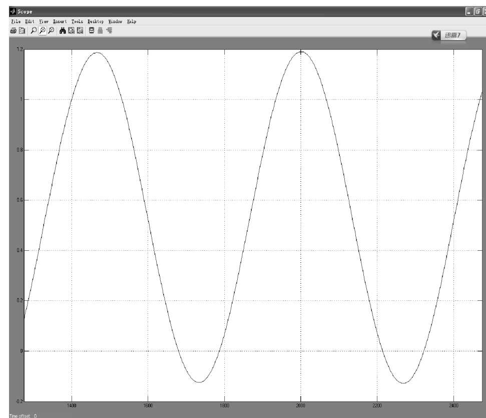


图 5-48　单回路控制系统 Simulink 仿真

从扰动响应来看，给系统突加 30% 的干扰信号作用分别作用在一次、二次时的抗扰曲线如图 5-50 所示，系统的调节时间大于 13min。

从图 5-50 可以看到，采用单回路控制原料油出口温度波动比较大，且干扰作用下系统的动态偏差及调节时间均无法满足系统要求。

分析可知原料油出口温度的特性纯滞后时间为 3min，时间常数为 15min。对象的容量较大，而燃料热值变化对炉膛温度的纯滞后时间为 0.3min，时间常数为 10s，反映较灵敏。为此，选择炉膛温度作为副变量构成管式加热炉出口温度与炉膛温度串级控制系统，如图 5-51 所示。

采用两步整定法整定串级控制系统主、副控制器 PID 的参数，系统 Simulink 仿真框图如图 5-52 所示。

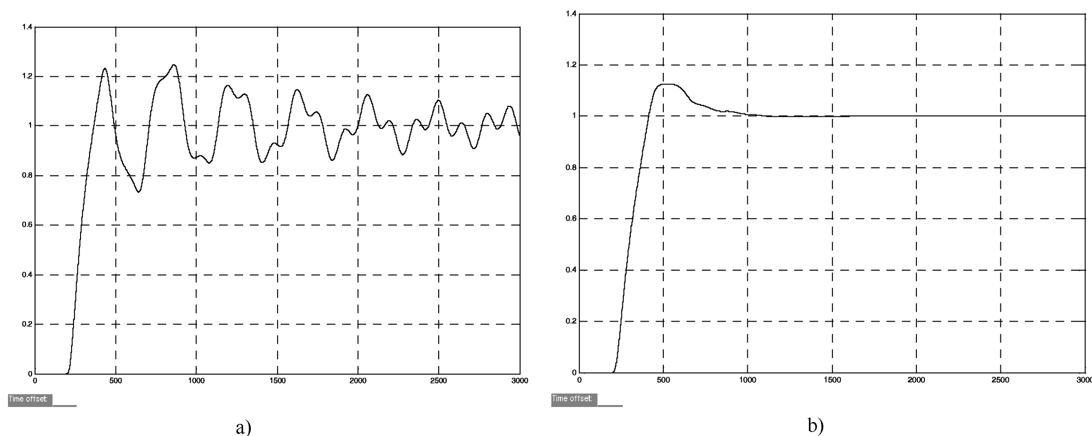


图 5-49　单回路系统 PID 控制的阶跃响应曲线

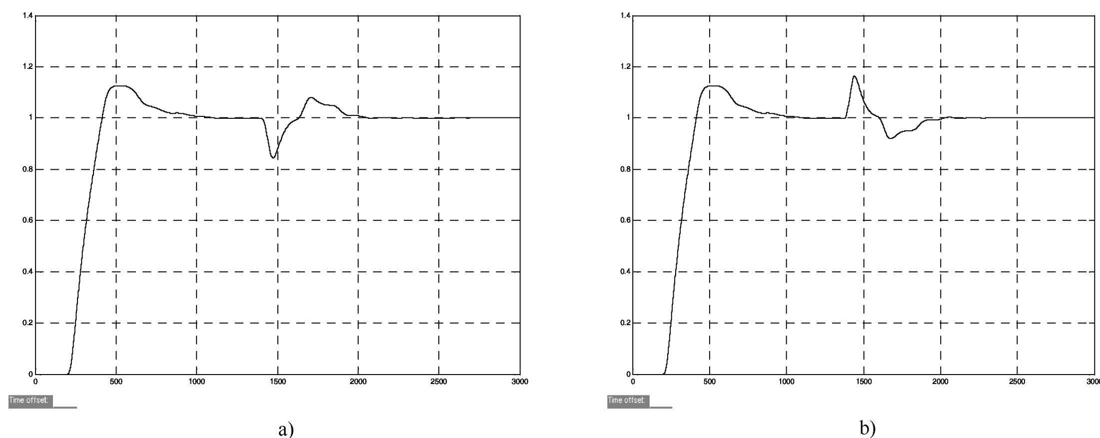


图 5-50　干扰作用下系统响应曲线

a）二次干扰作用下输出响应　b）一次、二次干扰同时作用下输出响应

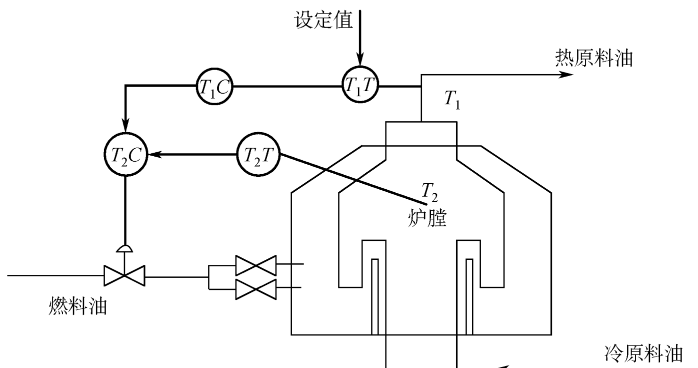


图 5-51　管式加热炉出口温度与炉膛温度串级控制系统

首先将主控制器的比例度置于 $\delta_{1S}=100\%$，按单回路系统的衰减曲线法整定副回路，如图 5-53 所示为副变量满足 4∶1 衰减的过渡过程曲线，此时的比例度为 $\delta_{2S}=86.4\%$，衰减振



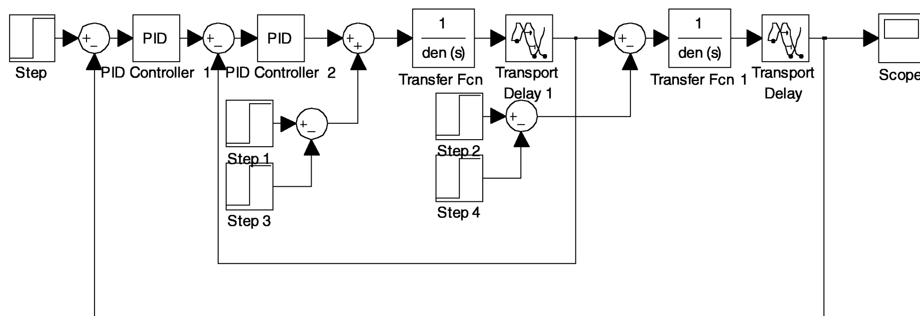


图 5-52　串级控制系统 Simulink 仿真框图

荡周期 $T_{2S}=55$s，在副控制器的比例度不变的情况下，将副回路看成是主回路的一个环节，用同样的方法将主控制器的比例度由大到小调节，直到主变量出现 4∶1 衰减的过渡过程曲线如图 5-54 所示，此时的比例度 $\delta_{1S}=117.64\%$，衰减振荡周期 $T_{1S}=270$s。

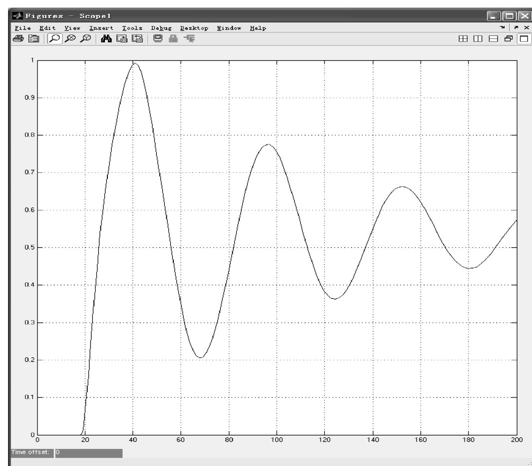


图 5-53　副变量呈 4∶1 响应曲线

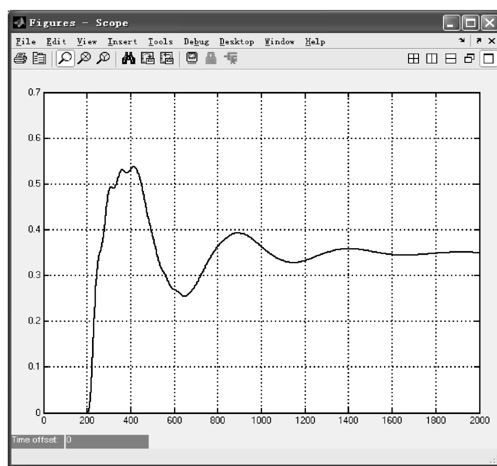


图 5-54　主变量呈 4∶1 响应曲线

根据已求得的 δ_{1S}、T_{1S}、δ_{2S}、T_{2S}的值，按照经验公式且适当修正求得主控制器 PID 的最佳参数 $K_P=0.48$、$T_I=270$、$T_D=3$ 和副控制器 PI 的最佳参数 $K_P=1.13$、$T_I=28$，系统的跟踪特性响应曲线如图 5-55a 所示。

系统稳定运行后在 1500s 时，施加幅值为 30% 的一次脉冲扰动信号，系统的输出曲线如图 5-55b 所示。

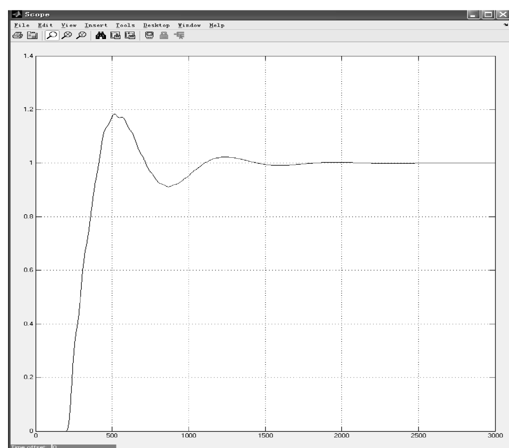
系统稳定运行后在 1500s 时，施加幅值为 30% 的二次脉冲扰动信号系统的输出曲线如图 5-55c 所示。

系统稳定运行后在 1500s 时，施加幅值为 30% 的一次和二次同时脉冲扰动信号系统的输出曲线如图 5-55d 所示。

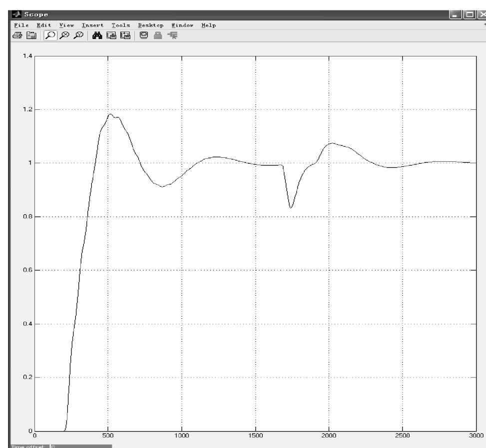
5.4.4　串级控制系统用于克服对象特性的非线性

通常被控对象的特性都具有一定的非线性，当负荷发生变化时，会引起系统平衡点的移动，使被控对象的特性发生变化。若采用单回路控制系统，当负荷发生变化时，已整定好的

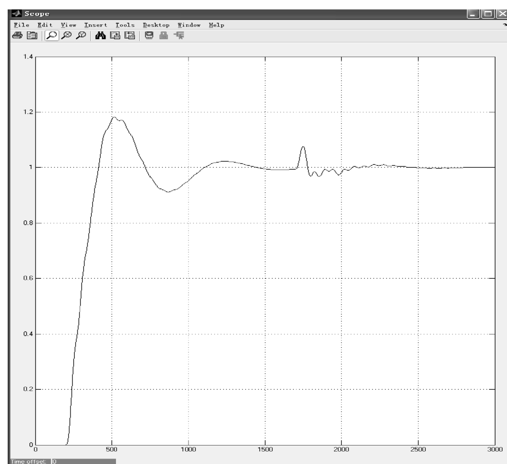




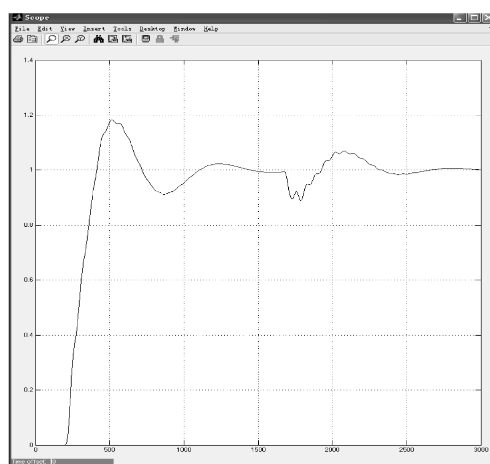
a)



b)



c)



d)

图 5-55　串级控制系统的输出响应曲线

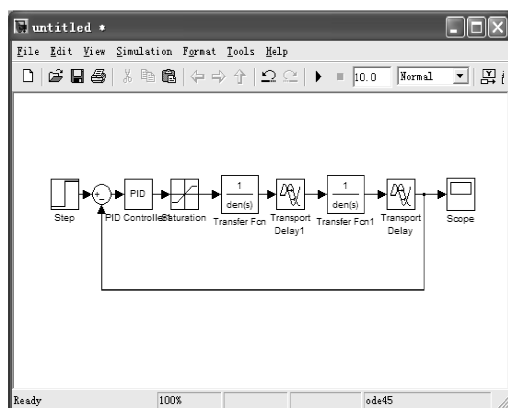
a）系统的跟踪输出响应　b）一次干扰作用输出响应

c）二次干扰作用输出响应　d）一、二次干扰同时作用输出响应

控制器参数将不再是最佳值，系统的控制品质必然下降。如图 5-56 所示为具有饱和特性的非线性系统在最佳控制器参数下的阶跃响应曲线。在控制器参数不变的情况下，被控对象参数发生变化时系统的阶跃响应曲线如图 5-57 所示。被控对象结构发生变化时系统的阶跃响应曲线如图 5-58 所示。由此看到具有非线性特性的单回路系统被控对象的特性发生变化时，原来工作较好的控制系统可能控制效果下降甚至完全不能工作。

有效办法是采用串级控制，串级控制系统对负荷变化具有一定的自适应能力，将具有较大非线性的部分对象包括在副回路中。在系统运行过程中，负荷的变化引起副对象的特性发生改变，只要主被控对象是线性的，整个系统的控制品质基本保持不变。为此，将上述具有饱和非线性的单回路系统构成串级控制系统如图 5-59 所示，系统在最佳控制器参数下的阶跃响应曲线如图 5-60 所示。在控制器参数不变的情况下，被控对象参数发生变化时系统的阶跃响应曲线如图 5-61 所示，被控对象结构发生变化时系统的阶跃响应曲线如图 5-62 所示。





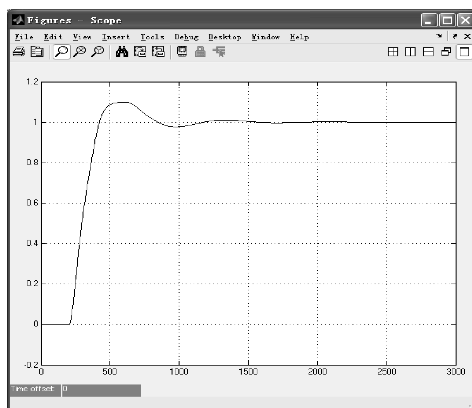
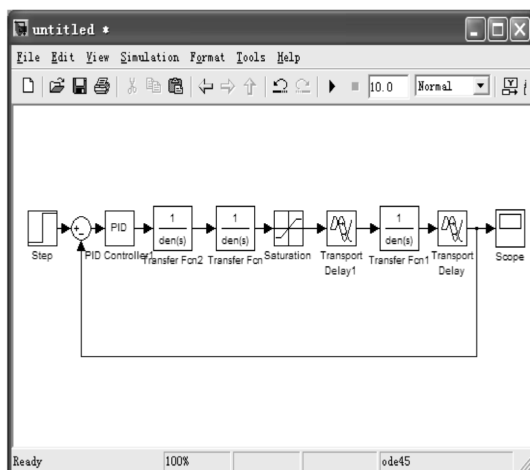


图 5-56　具有饱和特性的单回路控制系统阶跃响应曲线



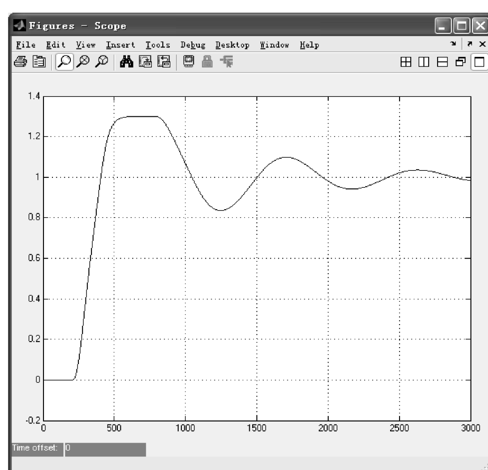
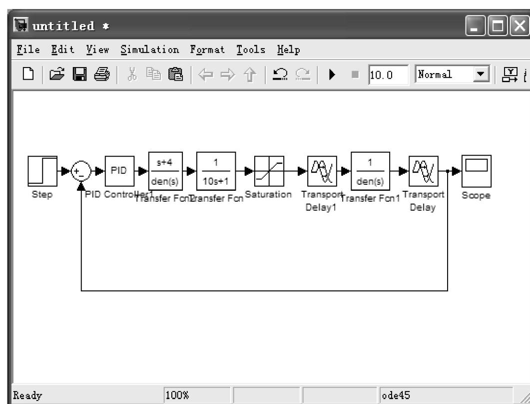


图 5-57　被控对象参数发生变化时系统的阶跃响应曲线



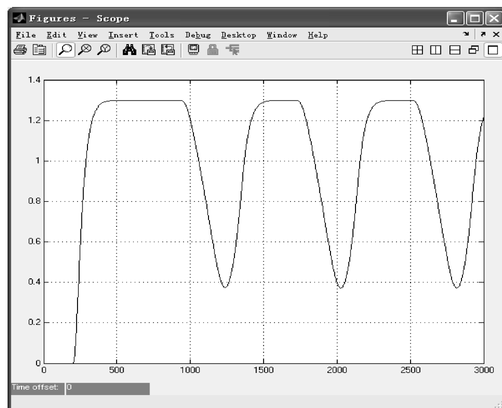
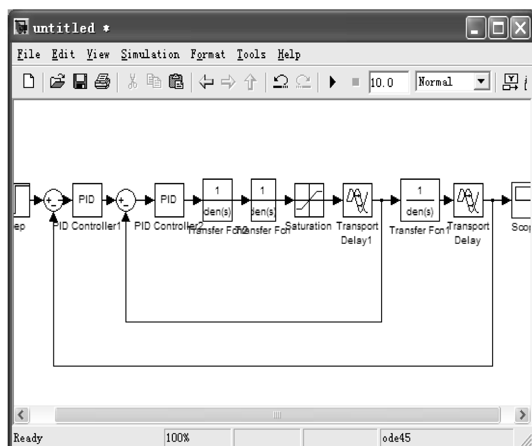


图 5-58　被控对象结构发生变化时系统的阶跃响应曲线



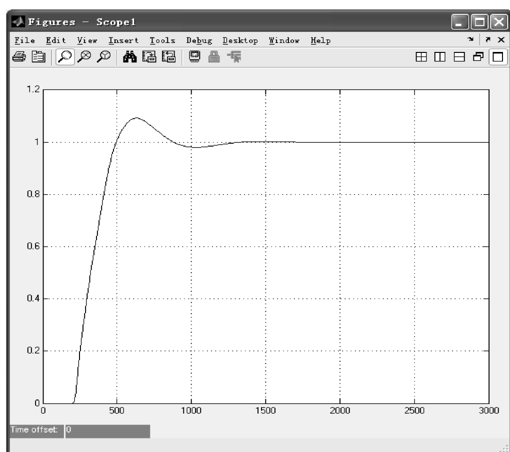
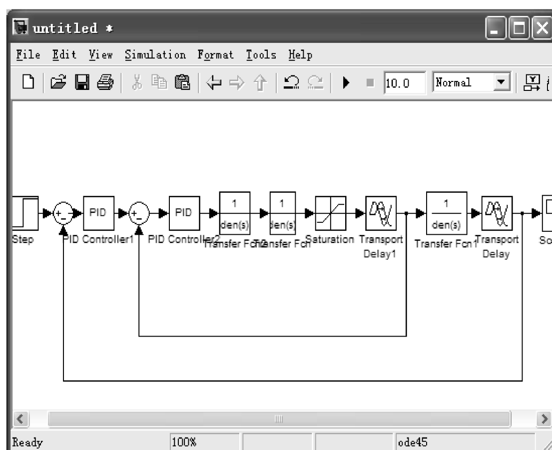


图 5-59　串级控制系统 Simulink 仿真图

图 5-60　串级控制系统的阶跃响应曲线



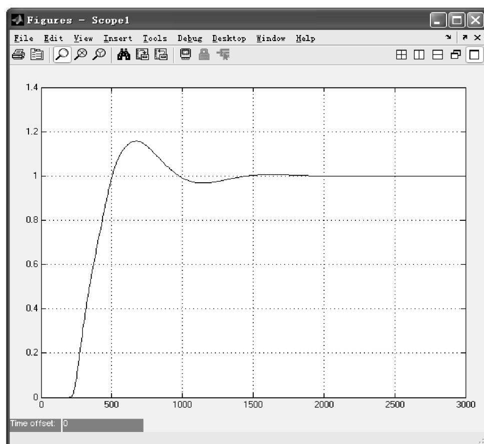
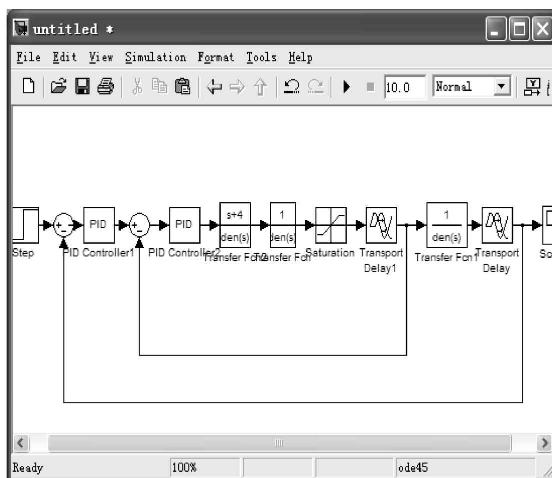


图 5-61　被控对象参数发生变化时串级系统的阶跃响应曲线



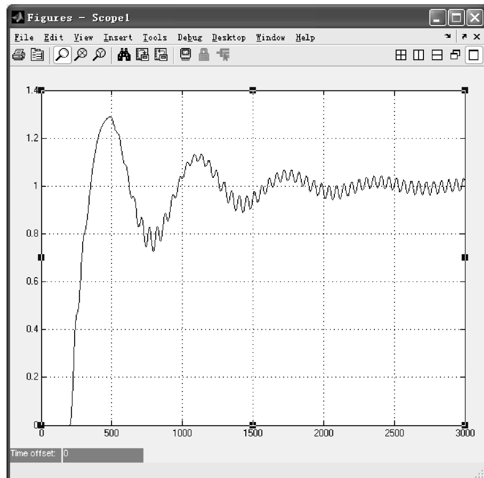


图 5-62　被控对象结构发生变化时串级系统的阶跃响应曲线



从单回路控制系统和串级控制系统对照分析，串级控制系统对被控对象具有一定的自适应能力。将具有非线性的部分对象包括在副回路中，整个系统的控制品质基本不受被控对象特性变化的影响。

第 6 章 特殊控制系统及 Simulink 仿真

6

6.1 比值控制系统

6.1.1 比值控制原理

在生产过程中经常需要两种或两种以上的物料以一定的比例值进行混合或参加化学反应。例如，燃烧系统中的燃料与氧气量需要保持一定比例才能保证燃烧的经济性并防止大气污染；稀硝酸生产中的氨和空气的比例需要一定，否则反应不能正常进行，且超过一定极限将会引起爆炸。在这类生产过程中，一旦比例失调，轻则造成产品不合格、浪费能源，重则造成生产事故或发生危险。

实现两个或两个以上物料符合一定的比例关系的控制系统，称为比值控制系统。

比值控制系统实现两个或两个以上物料保持一定比例关系的控制。在需要保持比值关系的两种物料中，必有一种物料处于主导地位，这种物料称为主物料，表征这种物料的参数称之为主动量(主流量)，用 Q_1 表示；而另一种物料按主物料进行配比，在控制过程中随主物料而变化，称其为从物料，表征这种物料的参数称之为从动量(副流量、从流量)，用 Q_2 表示。比值控制系统就是要实现从动量 Q_2 与主动量 Q_1 成一定的比例关系，比例系数 K 应满足

$$K=\frac{Q_2}{Q_1}$$

6.1.2 比值控制系统的结构类型

1. 开环比值控制系统

开环比值控制系统是最简单的比值控制，系统组成如图 6-1 所示。

开环比值控制系统在稳态时，两物料的关系满足 $Q_2=KQ_1$；当主物料 Q_1 受干扰作用而发生变化时，比值器按 Q_1 对设定值的偏差信号改变调节阀的开度，使从物料 Q_2 的流量发生变化，以保持 Q_2/Q_1 的比值关系。然而主物料 Q_1 仅提供主测量信号给调节器，但其本身没有形成反馈回路；从物料 Q_2 则没有测量输入信号，只有控制信号，因此整个系统为开环控制系统。

开环比值控制系统结构简单、成本低。但是，它只对主物料 Q_1 变化有控制作用；而当副物料 Q_2 发生变化时，系统不起控制作用，此时难以保证 Q_2/Q_1 的比值关系。这种比值控制方案对副流量(从动量) Q_2 无抗干扰能力，只适用于副流量较平稳且比值要求不高的场合。

2. 单闭环比值控制系统



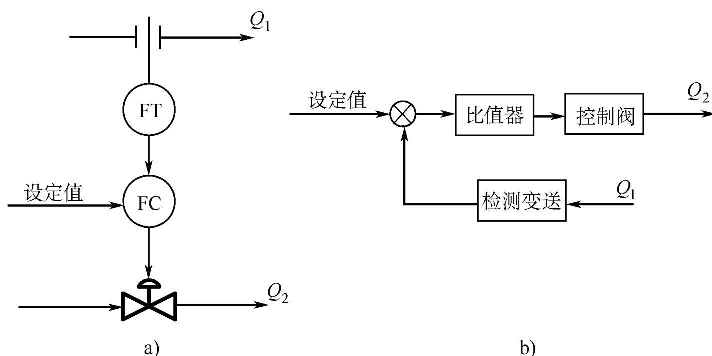


图 6-1　开环比值控制系统

a）原理图　b）框图

针对开环比值控制系统的不足，在开环比值控制系统的基础上，增加一个副流量的闭环控制，构成单闭环比值控制系统，如图 6-2 所示。

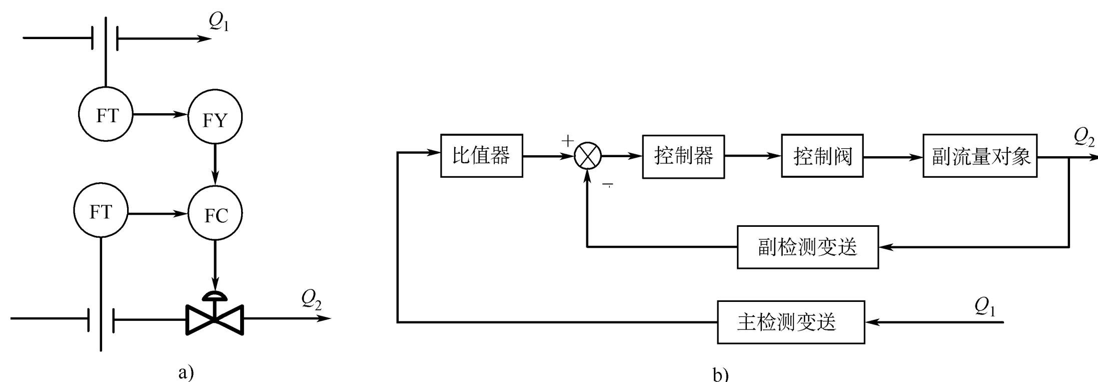


图 6-2　单闭环比值控制系统

a）原理图　b）框图

在稳定状态下，主、副流量满足工艺要求的比值，即 $Q_2 = KQ_1$；当主流量 Q_1 发生变化时，比值器按事先设置好的比值使输出成比例的变化，即成比例的改变副流量控制器的设定值，此时副流量闭环系统为一个随动控制系统，从而使 Q_2 的输出跟随 Q_1 相应地变化，以保证主、副流量的比值不变；当主流量不变而副流量 Q_2 由于干扰而变化时，副流量闭环系统为一个定值控制系统，反馈控制调节 Q_2，以保证主、副流量的比值不变；当主、副流量同时受到干扰影响而发生变化时，调节器在克服副流量扰动的同时，又根据主流量的新的设定值改变调节阀的开度，使主、副流量在新的流量数值的基础上保持其原设定值的比例关系。

单闭环比值控制系统不仅能使副流量跟随主流量的变化而变化，而且也能克服副流量本身干扰对比值的影响，从而实现了主、副流量精确的比值控制。但是，单闭环比值控制系统中的主流量是可变的，对负荷变化幅度较大的主流量，从流量在控制过程中相对于其控制器的设定值会出现较大偏差，即主、副流量的比值会较大地偏离工艺要求的流量比，也就难以保证主、副流量的动态比值；其次由于主流量是可变的，副流量必然也是可变的，那么总的物料量就是不固定的，这在有的生产过程中是不允许的。因此，单闭环比值控制系统一般在



负荷变化不太大的场合适用。

3. 双闭环比值控制系统

双闭环比值控制系统是为了克服单闭环比值控制系统中主流量不受控制、负荷在较大范围内波动的不足，在单闭环比值控制的基础上增加了主流量控制回路，构成了双闭环比值控制系统，如图 6-3 所示。

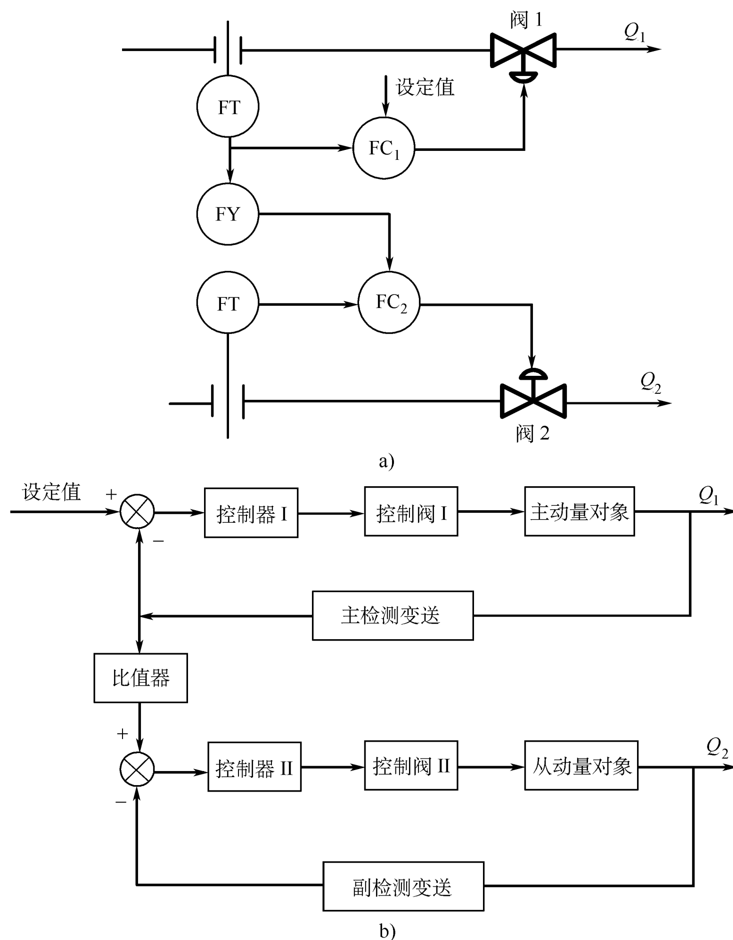


图 6-3　双闭环比值控制系统

a）原理图　b）框图

双闭环比值控制系统，当主流量受到干扰影响发生波动时，主流量回路对其进行定值控制，使主流量稳定在设定值附近。而从动量回路是一个随动系统，主流量 Q_1 变化时，通过比值器的输出使得从动量回路控制器的设定值也发生变化，从而使从动量 Q_2 随主动量 Q_1 的变化而成比例的变化。而从动量 Q_2 受到干扰影响发生波动时，从动量回路的定值控制使从动量稳定在比值器输出值上。

双闭环比值控制系统，不仅实现了对主动量的定值控制，大大克服了干扰对主动量的影响，使主动量的变化比较平稳、从动量也比较平稳，可确保两物料总量基本不变；另外，由于主动量回路是定值控制，从动量回路是随动控制，当主动量回路的设定值改变时，不仅主动量要发生变化，而且从动量也将随主动量成比例地变化，使负荷升降比较方便。

因此，双闭环比值控制系统适用于主动量干扰频繁及工艺上不允许负荷有较大的波动或



工艺上经常需要升降负荷的场合。

双闭环比值控制系统的主、从动量控制回路通过比值器是相互联系的，当主动量进行定值控制后，它变化的幅度肯定大大减小，但变化的频率往往会加快，使从动量调节器的设定值经常处于变化中，当其工作频率与主动量控制器的工作频率接近时，有可能引起共振，以致系统无法运行。因此，在对主动量回路控制器参数整定时，应尽量保证其输出为非周期变化，防止系统产生共振。

4. 变比值控制系统

单闭环比值控制和双闭环比值控制是实现两种物料间的定值控制，在系统运行过程中，其比值系数是不变的。但在有些生产过程中，要求两种物料的流量比值随第三个参数的需要而变化，以满足两种物料混合或反应后的产量、质量、环保及安全等工艺。比值控制仅仅是手段，系统控制目的仍是使直接或间接反应过程参数的被控变量满足生产工艺要求。变比值控制系统如图 6-4 所示。

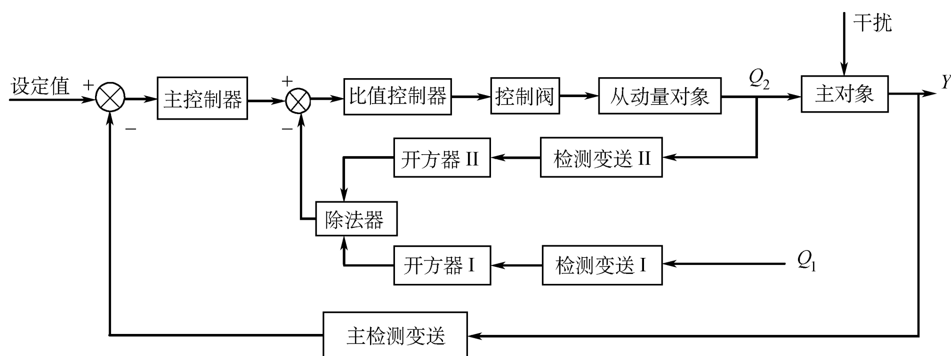


图 6-4　变比值控制系统框图

从变比值控制系统的框图可以看到，它是以第三个参数(或主变量 Y)和两个流量的比值为副变量的串级控制系统。

系统在稳态时，主、副流量恒定，经检测变送、开方器后送至除法器，除法器的输出即为它们的比值，同时又作为比值调节器的测量信号。此时，主被控变量是稳定的，主控制器的输出也稳定不变的，系统为定比值控制。当主动量 Q_1 受到干扰波动时，除法器输出要随着变化。比值控制器调节作用改变调节阀的开度，使从动量 Q_2 发生变化，以保证 $Q_2=KQ_1$，大大减小了干扰对主参数 Y 的影响。若当系统的干扰使主被控变量 Y 发生变化，主控制器的输出将发生变化，也就改变了比值控制器的设定值，从而对主动量 Q_2 和从动量 Q_1 的比值加以修正，以此来稳定主对象的被控变量 Y。

在变比值控制系统中，比值只是一种控制手段，不是最终目的，而第三变量 Y 往往是反映产品质量指标的重要量。

6.2　比值控制系统设计

6.2.1　主动量、从动量的选择

在工业生产过程中，比值控制系统维持两种物料比值不变，比值不变有时不一定是生产

的最终目的，而是保证产品产量、质量或安全的一种手段。在设计比值控制系统时，需要确定主、副动量，其原则为：

1）在生产中起主导作用的物料或关键物料选为主动量，其余的物料流量以它为基准，则为从动量；

2）供应不足或较为昂贵的物料选为主动量，供应充足的物料作为从动量；

3）在可能的情况下，选择流量较小的物料量为从动量，可使调节阀选的口径小一些，控制较灵活；

4）当生产工艺有特殊要求时，主、从动量的选择服从工艺需要；

5）从生产安全角度考虑，确定主、从动量。

6.2.2　控制方案的选择

比值控制有单闭环比值控制、双闭环比值控制、变比值控制等方案，具体选择时应根据生产工艺的要求、负荷变化、扰动、控制要求及控制方案的经济性等综合选择比值控制方案。

1）系统工艺上要求两种物料流量的比值一定，系统负荷变化不大，而对总流量变化无要求，可选择单闭环比值控制；

2）若生产过程中，主、从流量的扰动频繁，负荷变化较大，同时要保证主、从物料流量恒定，可选择双闭环比值控制；

3）当生产过程要求两种物料流量的比值能灵活地随第三个参数的需要进行调节时，则选择变比值控制。

6.2.3　调节器控制规律的选择

比值控制系统调节器的控制规律是由不同的控制方案和控制要求来确定的。

1）对于单闭环比值控制系统，比值器仅接收主动量的测量信号，仅仅起比值计算作用，故选比例控制 P；调节器实现比值作用和使从动量相对稳定，应选择 PI 控制规律。

2）对于双闭环比值控制系统，两物料流量不仅要保持恒定的比值，而且主动量要实现定值控制，其输出为从动量的设定值也是定值。所以，两个调节器均选择为 PI 控制规律。

3）变比值控制系统，从结构上看它为串级比值控制系统，具有串级控制系统的一些特点，主调节器选择 PI 或 PID 控制规律，比值调节器选用 P 控制规律。

6.2.4　比值系数的计算

比值控制解决物料之间的比例关系。工艺上要求的比值 K 是两物料流量之比 $K=Q_2/Q_1$，而比值控制系统中单元式仪表使用的是统一标准信号。必须将工艺上的流量比值 K 换算成仪表上的信号比值 K' 才能进行比值设定。

1. 流量与测量信号成线性关系

当采用转子流量计、涡轮流量计、椭圆齿轮流量计或带开方的差压变送器测量流量时，流量信号与测量信号成线性关系。



当流量从 $0\sim Q_{\max}$变化时，变送器的对应输出信号为 4～20mA（直流），则流量 Q 所对应的输出电流为

$$I = 16\frac{Q}{Q_{\max}} + 4 \tag{6-1}$$

工艺上要求的流量比值 K 为

$$K = \frac{Q_2}{Q_1} = \frac{(I_2 - 4)Q_{2\max}/16}{(I_1 - 4)Q_{1\max}/16} = \frac{(I_2 - 4)Q_{2\max}}{(I_1 - 4)Q_{1\max}} \tag{6-2}$$

折算成仪表的比值设定系数 K' 为

$$K' = \frac{I_2 - 4}{I_1 - 4} = K\frac{Q_{1\max}}{Q_{2\max}} \tag{6-3}$$

式中，$Q_{1\max}$、$Q_{2\max}$为主、从流量变送器的最大量程。

对应气动单元组合仪表，当流量从 $0\sim Q_{\max}$变化时，仪表的对应输出压力信号为 0.02～0.1MPa，则流量 Q 下所对应的输出压力（MPa）为

$$p = \frac{Q}{Q_{\max}} \times 0.08 + 0.02 \tag{6-4}$$

折算成仪表的比值设定系数 K' 为

$$K' = K\frac{Q_{1\max}}{Q_{2\max}} \tag{6-5}$$

2. 流量与测量信号成非线性关系

流量检测信号未经开方处理，流量与差压信号成非线性关系，即

$$Q = C\sqrt{\Delta p}$$

当压差信号由 $0\sim \Delta p_{\max}$时，对应仪表的输出电流为 4～20mA，气动仪表的输出压力为0.02～0.1MPa。

对电动仪表则有

$$\frac{I - 4}{16} = \frac{\Delta p}{\Delta p_{\max}} = \frac{Q^2}{Q_{\max}^2} \tag{6-6}$$

工艺要求的比值为

$$K^2 = \frac{Q_2^2}{Q_1^2} = \frac{I_2 - 4}{I_1 - 4}\,\frac{Q_{2\max}^2}{Q_{1\max}^2} \tag{6-7}$$

折算成仪表的比值设定系数 K' 为

$$K' = K^2\frac{Q_{1\max}^2}{Q_{2\max}^2}$$

例如在生产硝酸过程中，要求氨气量与空气量保持一定的比例关系，在正常生产情况下，工艺规定氨气流量为 2100m³/h；空气流量为 22000m³/h，氨气流量表的量程为 0～3200m³/h，空气流量表的量程为 0～2500m³/h，求仪表的比值系数。

解：根据工艺要求，氨气与空气的流量比值为

$$K = \frac{Q_2}{Q_1} = \frac{2100}{22000} = 0.09545$$

若实际流量与测量信号为线性关系，则仪表的比值设定系数为

$$K'_{线}=K\frac{Q_{1\max}}{Q_{2\max}}=0.7457$$

若实际流量与测量信号为非线性关系，则仪表的比值设定系数为

$$K'_{非}=K^2\frac{Q_{1\max}^2}{Q_{2\max}^2}=0.556$$

6.2.5　实施方案的选择

比值控制的实施方案有相乘和相除两种。

1. 相除方案

要实现两流量的比值为 $K=Q_2/Q_1$，可将 Q_2 与 Q_1 的测量值相除，作为比值器的测量值，如图 6-5 所示。

除法器的输出就是两流量的比值，所以对比值可直接显示和报警，非常直观。且控制器的设定值就是比值，便于精确设定，操作方便。若将比值设定改为第三参数，则可实现变比值控制。

2. 乘法器方案

按照工艺要求的流量比值 $K=Q_2/Q_1$，可以将 Q_1 的测量值乘上系数作为 Q_2 流量控制器的设定值构成相乘方案，如图 6-6 所示。

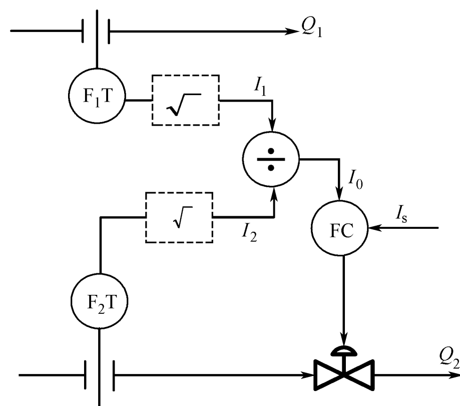


图 6-5　相除方案

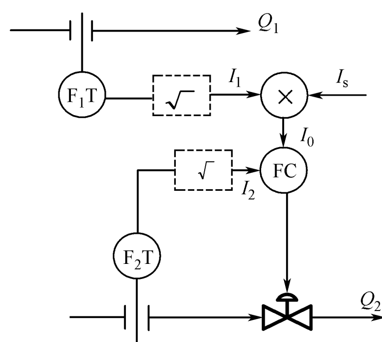


图 6-6　相乘方案

6.2.6　调节器参数的整定

比值控制系统调节器参数整定是设计和应用的一个重要问题。对于单闭环比值控制系统、双闭环比值控制系统的主动量来说，可按单回路控制系统的整定方法和要求来进行。一般希望主动量回路的过渡过程变化缓慢一些，以便从动量得以跟踪上。变比值控制系统结构上属于串级控制系统，因此其主调节器的参数可按串级控制系统进行整定。而从动量回路实质上均是一个随动系统，要求从动量能迅速、准确地跟踪主动量变化，而且不宜有过大超调。从动量回路的过渡过程整定非周期临界状态为最佳，此时从动量回路的过渡过程既不振荡又反应最快。从动量回路控制器参数整定步骤如下：

1）根据计算的比值系数 K' 在满足工艺生产流量比的情况下，将比值控制系统投入



运行。

2）将积分时间常数置于最大，由大到小改变调节器的比例度，使系统响应迅速，并处于振荡与不振荡的临界过程。

3）若有积分作用，则适当的加大比例度，投入积分作用，并减小积分时间，直到系统出现振荡与不振荡的临界过程。

6.3 比值控制系统及 Simulink 仿真

1. 丁烯洗涤塔进料与洗涤水的比值控制系统

丁烯洗涤塔的任务是用洗涤水除去丁烯馏分所夹带的微量乙醇。为了保证洗涤质量，要求根据进料量配以一定比例的洗涤水量。为此，构成单闭环比值控制系统原理如图 6-7 所示。

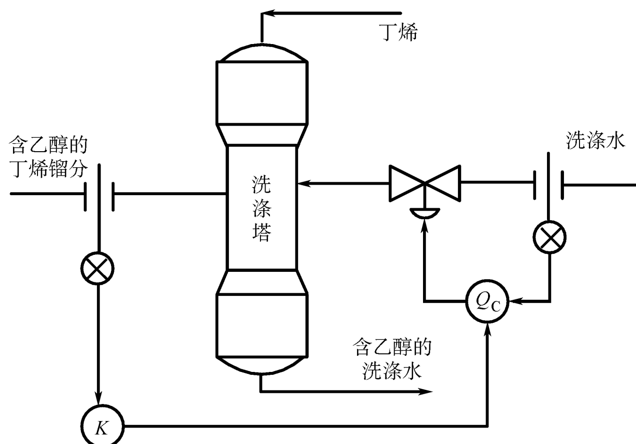


图 6-7　丁烯洗涤塔进料与洗涤水的比值控制

采用系统辨识的方法得副流量对象(洗涤水)的数学模型近似为二阶惯性加纯滞后，即 $G(s)=5e^{-8s}/[(25s+1)(s+1)]$，采用 Repeating Sequence Stair 阶梯序列信号来模仿主动量的变化，其参数输出幅值矢量和采样时间分别设置为[4　2　4　3　1]和 100，两流量的比值为 5。从工艺要求考虑从动量控制器选择为 PI 控制规律，单闭环系统 Simulink 仿真图如图 6-8 所示。采用工程整定法得 PID 控制器的参数 $K_P=0.568$，$T_I=126$，从动量单闭环系统在的阶跃响应曲线如图 6-9a 所示。

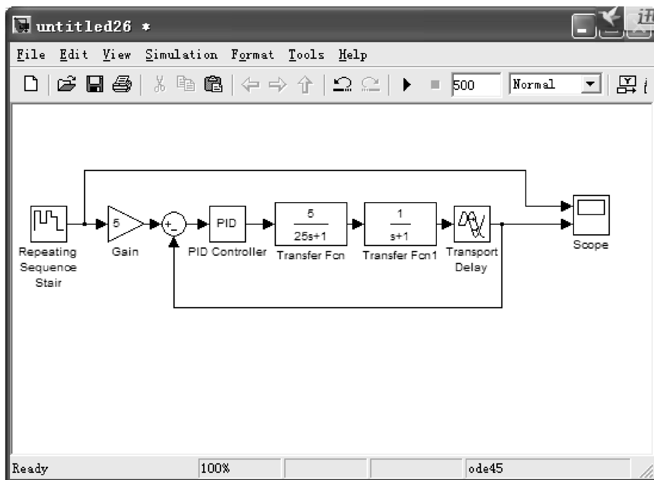


图 6-8　单闭环系统 Simulink 仿真图

此时系统的超调量高达 52%，为了使从动量能迅速、准确地跟踪主动量变化，应将从动量回路的过渡过程整定成非周期状态为最佳，



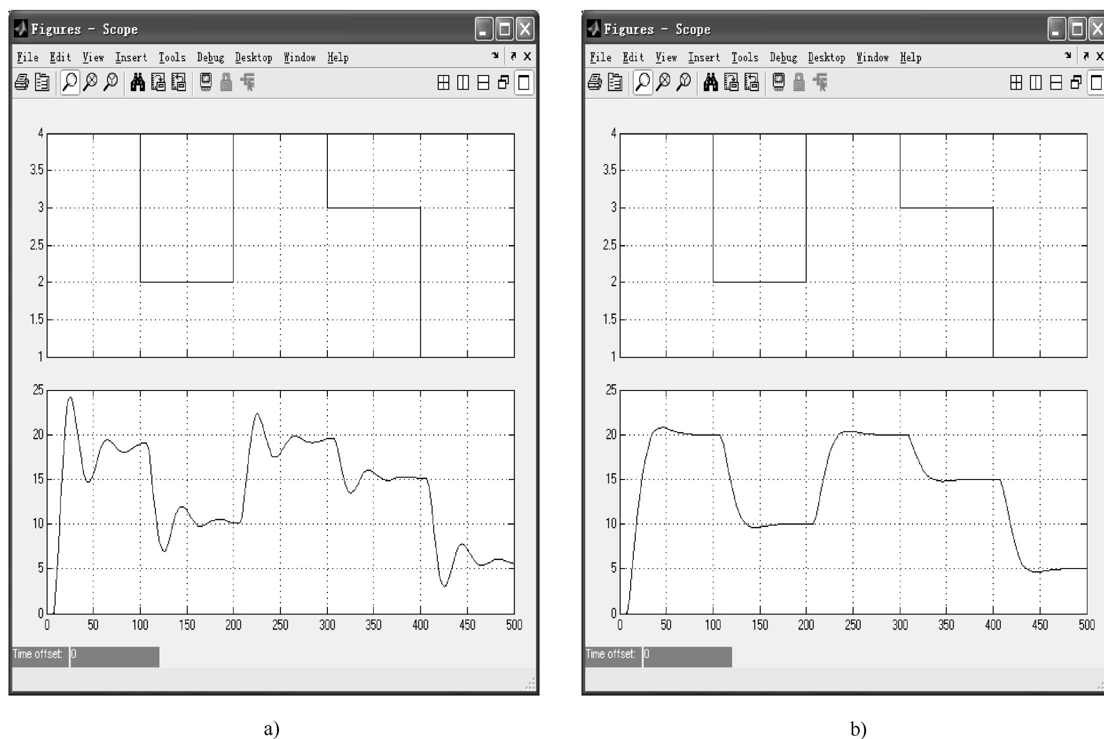


图 6-9　从动量单闭环系统的输出响应曲线

此时 $K_P = 0.27$，$T_I = 91$，系统的输出响应曲线如图 6-9b 所示。

单闭环比值控制系统从动量受幅值为 0. 3 的随机干扰时 Simulink 仿真框图如图 6 – 10 所示，主动量仍采用 Repeating Sequence Stair 阶梯序列信号来模仿。

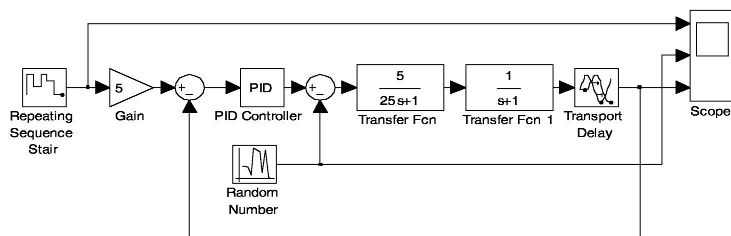


图 6-10　单闭环比值控制系统 Simulink 仿真框图

单闭环比值控制系统的输出响应曲线如图 6-11 所示，图中从上到下依次为主动量的设定信号、从动量的干扰信号及从动量跟踪主动量的变化曲线。由图可见从动量能较好地跟踪主动量的变化而变化，并基本维持比值 5，有效地克服了从动量扰动的影响。

2. 二氧化碳与氧气流量的双闭环比值控制

溶剂厂生产中采用的二氧化碳与氧气流量的双闭环比值控制系统如图 6-12 所示。

双闭环比值控制系统的特点是在保持比值控制的前提下，主动量和从动量回路均构成闭环回路，能有效地克服各自量干扰的影响，使主、从动量都比较平稳，并且使得总负荷也较平稳。



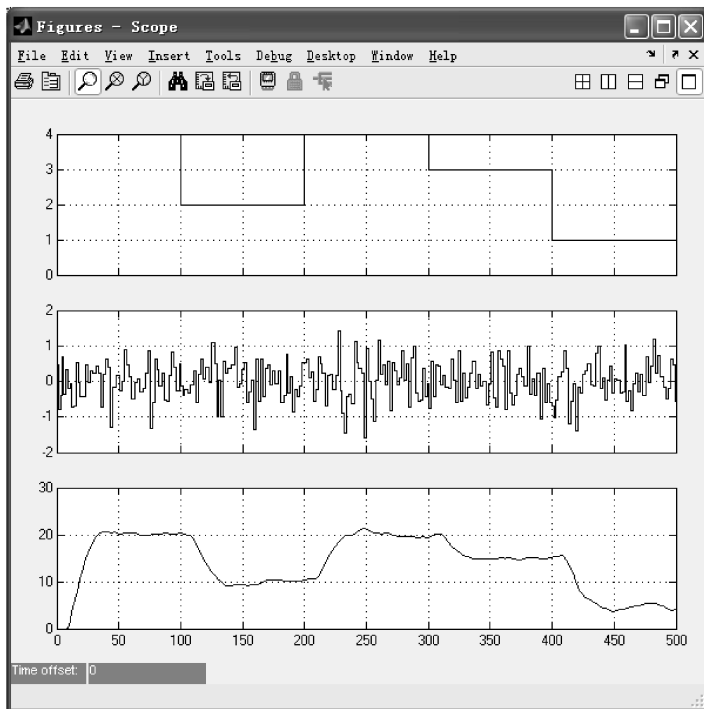


图 6-11 单闭环比值控制系统响应曲线

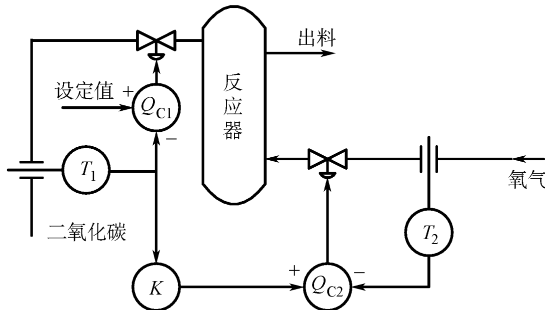


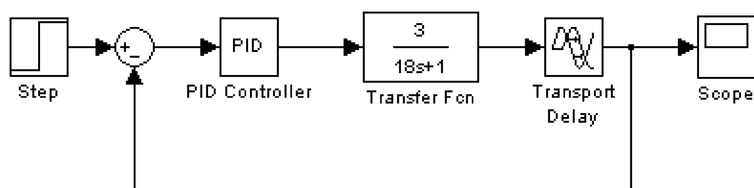
图 6-12 二氧化碳与氧气流量的双闭环比值控制

假设双闭环比值控制系统中主动量控制系统的数学模型为式(6-8)，从动量控制系统的数学模型为式(6-9)。

$$G(s)=\frac{3}{18s+1}e^{-10s} \tag{6-8}$$

$$G(s)=\frac{8}{(20s+1)(45s+1)}e^{-5s} \tag{6-9}$$

主动量控制器类型及参数整定从工艺要求考虑，主动量控制器选择为 PI 控制规律，采用临界比例度法整定，得 $K_P=0.623$、$T_I=59$，主动量闭环系统的阶跃响应曲线如图 6-13 所示，系统的超调量较大，为此略加修正参数得 $K_P=0.323$、$T_I=65$，此时主动量闭环系统的阶跃响应曲线如图 6-14 所示。



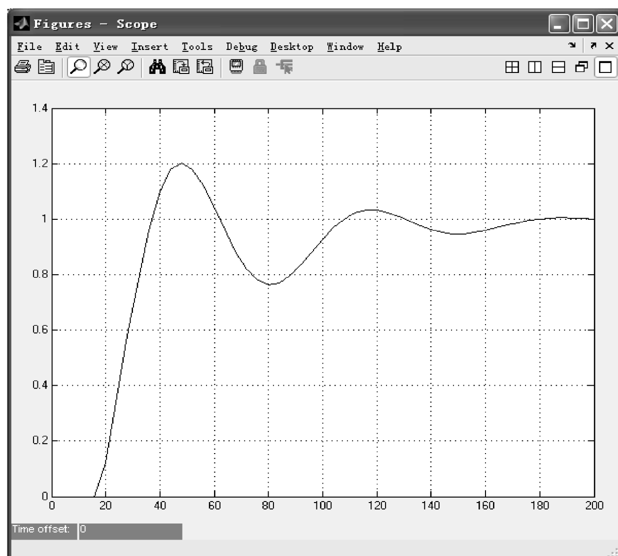


图 6-13　主动量闭环系统的阶跃响应

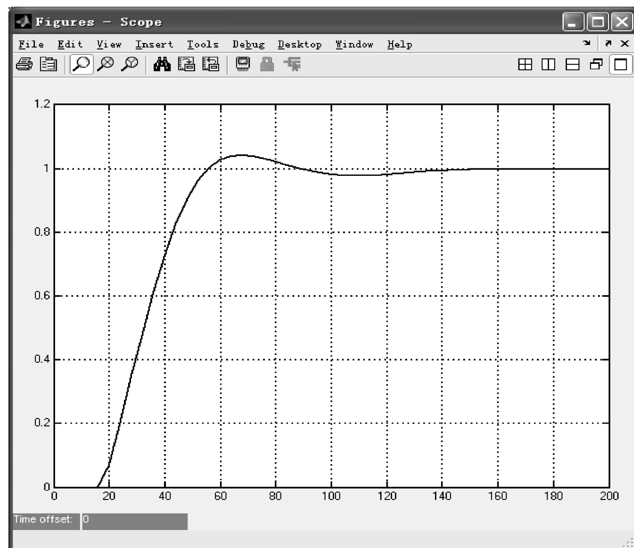


图 6-14　修正参数后主动量闭环系统的阶跃响应

从动量控制器类型及参数同样采用临界比例度法整定，得 $K_P=0.535$、$T_I=278$，从动量闭环系统的阶跃响应曲线如图 6-15 所示。此时系统的超调量较大，为此略加修正参数得 $K_P=0.193$、$T_I=357$，此时从动量闭环系统的阶跃响应曲线如图 6-16 所示，近似为非周期临界状态。



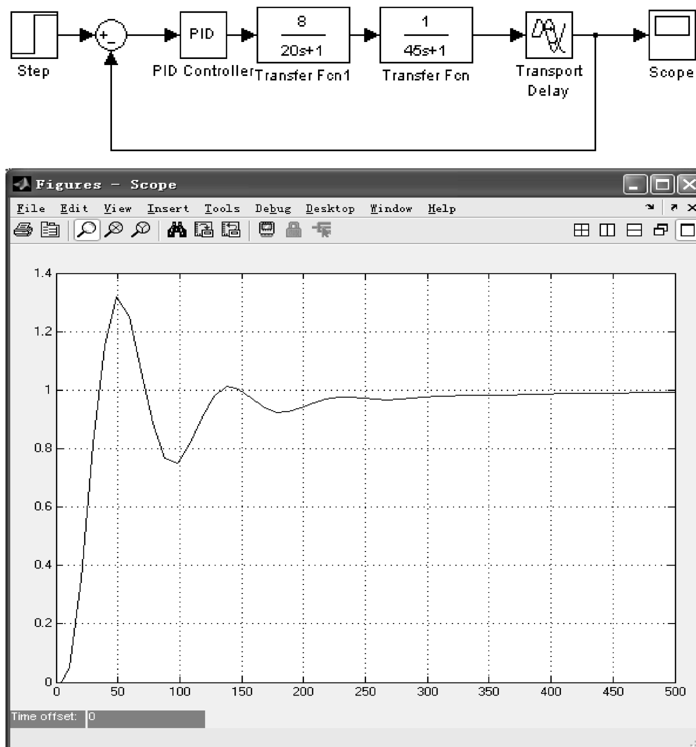


图 6-15　从动量闭环系统的阶跃响应

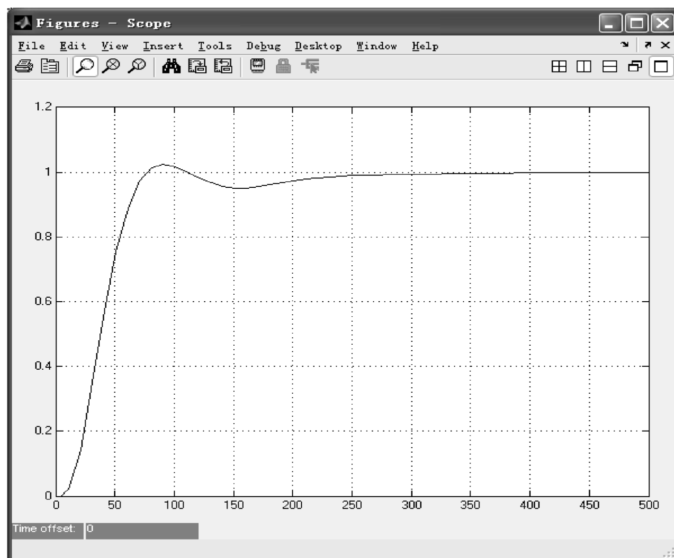


图 6-16　修正参数后从动量闭环系统的阶跃响应

采用 Repeating Sequence Stair 阶梯序列信号来模仿主动量的变化，其参数输出幅值矢量和采样时间分别设置为[4　2　4　3　1]和 300，主动量和从动量的比值工艺要求及测量仪表设定为 5，主动控制系统和从动控制系统均受随机干扰影响，双闭环比值控制系统的 Sim-

ulink 仿真框图如图 6-17 所示，无干扰和干扰作用下系统输出响应曲线如图 6-18 所示。

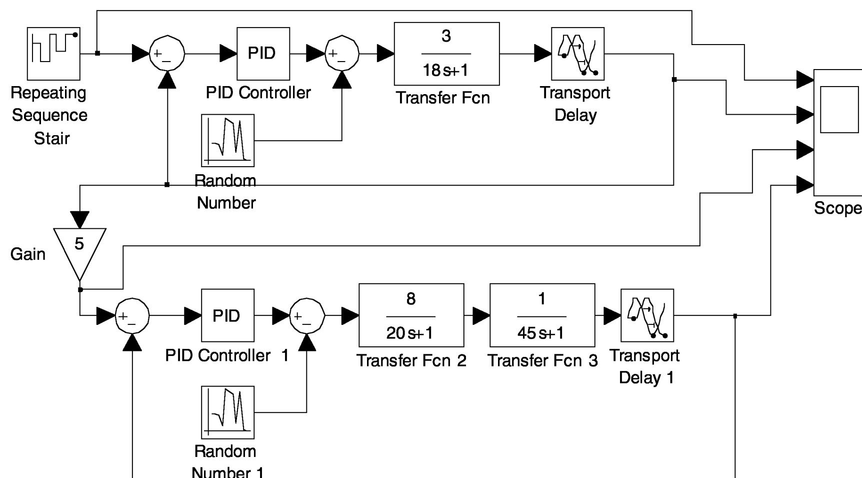


图 6-17　双闭环比值控制系统 Simulink 仿真框图

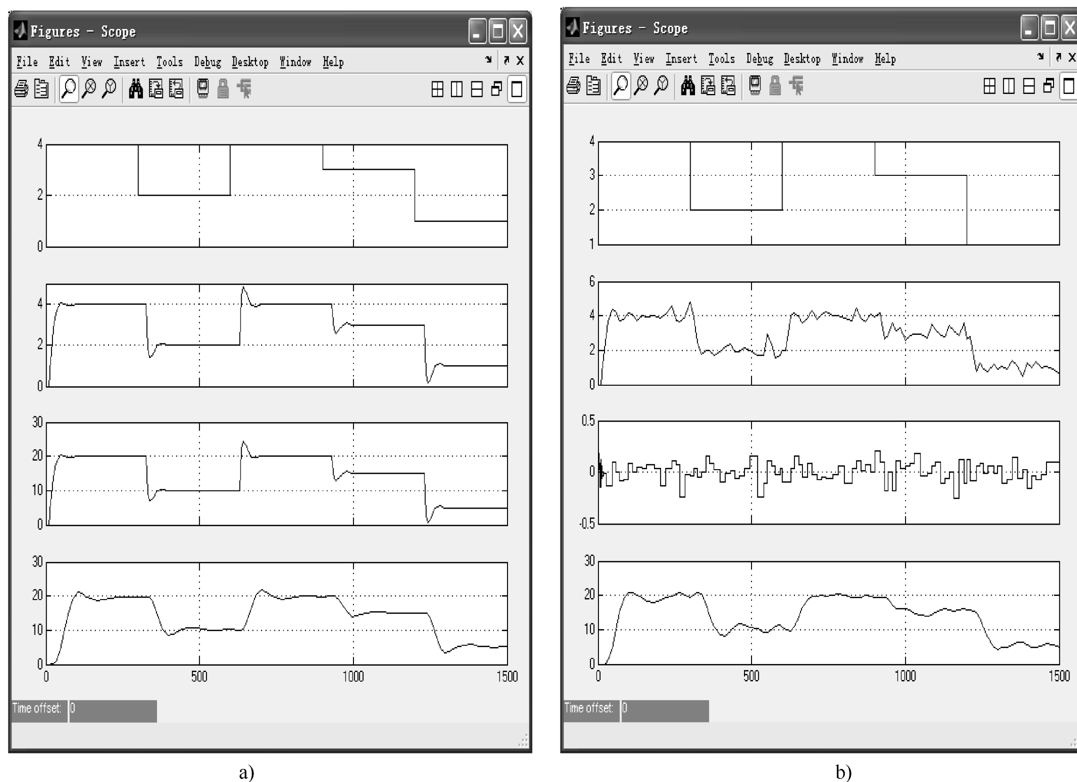


图 6-18　双闭环比值控制系统的响应曲线
a）无干扰作用　b）干扰作用

图 6-18a 所示依次为主动量设定值、主动量输出响应、从动量设定值和从动量输出响应。图 6-18b 所示依次为主动量设定值、主动量输出响应、随机干扰和从动量输出响应。从



图上可看到从动量较好地跟随主动量变化而变化，基本维持比值 5，能有效地克服各自量干扰的影响。

3. 氧化炉温度与氨气/空气串级比值控制系统

氧化炉温度的变化和受氨气与空气的比值影响很大，当氨气含量减小 1% 时，炉温下降 64.9℃，因此设计氨气/空气的比值控制，但是对氧化炉温度影响还有很多因素，如负荷变化、铂触媒的活性变化及大气环境等。为此，必须根据炉温的变化适当改变氨气/空气的比值，构成以氧化炉温度为主变量，以氨气/空气的比值为副变量的串级比值控制——变比值控制系统如图 6-19 所示。

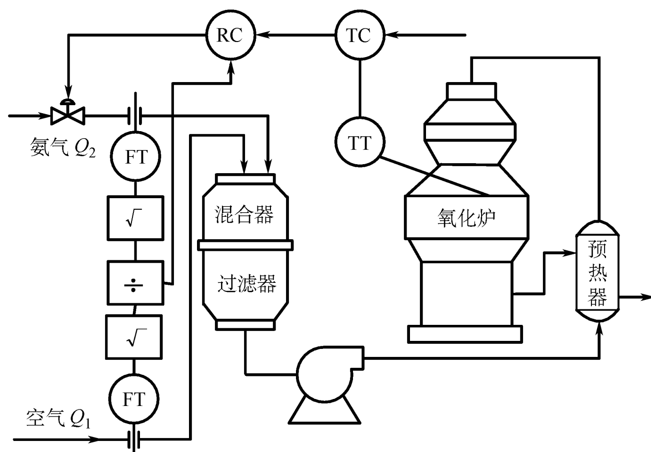


图 6-19　氧化炉温度与氨气/空气串级比值控制系统

变比值控制系统利用主动量和从动量以外的第三个控制量作为控制参数，主动量和从动量的比值随该参数而变化。变比值控制系统实际上是主动量和从动量的比值为副变量，以第三控制量为主变量的串级控制系统。

变比值控制系统数学模型的确定可采用解析法或系统辨识的方法。在此假定从动控制系统的数学模型为

$$G(s)=\frac{8}{(20s+1)(45s+1)}e^{-10s} \tag{6-10}$$

主动量为输入，主被控量为输出的数学模型为

$$G(s)=\frac{3}{(5s+1)(13s+1)}e^{-5s} \tag{6-11}$$

从动量为输入，主被控量为输出的数学模型为

$$G(s)=\frac{5}{(8s+1)(15s+1)}e^{-5s} \tag{6-12}$$

比值控制器类型及参数整定从系统工艺要求考虑，比值控制器采用 PI 控制，控制器参数采用临界比例度法，如图 6-20 所示，得 $K_P=0.048$、$T_I=621$。此时系统的超调量为 60%，过渡过程时间 >400s，为此需修正参数使系统的超调量 <8%，调节时间 <250s，得 $K_P=0.028$、$T_I=1730$，此时响应曲线如图 6-21 所示。



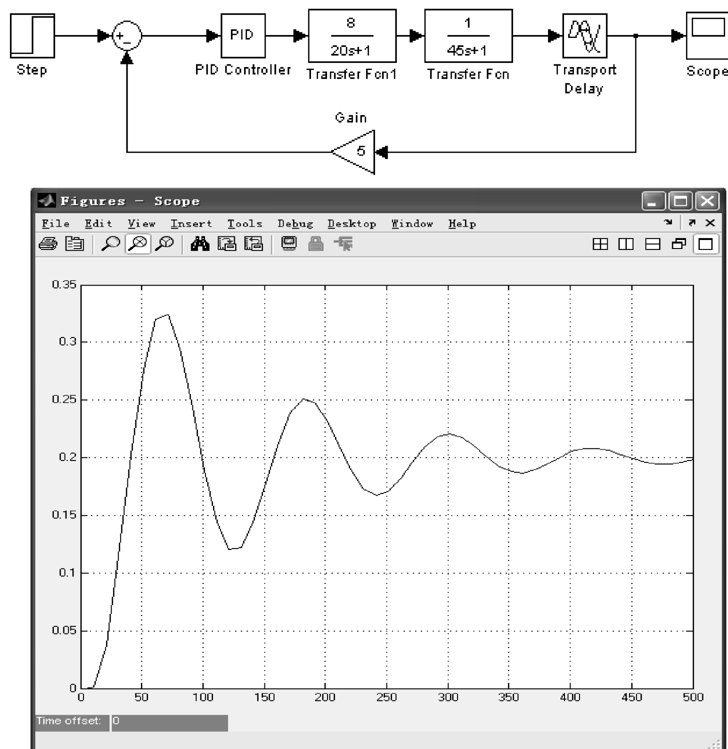


图 6-20　从动闭环控制系统阶跃响应

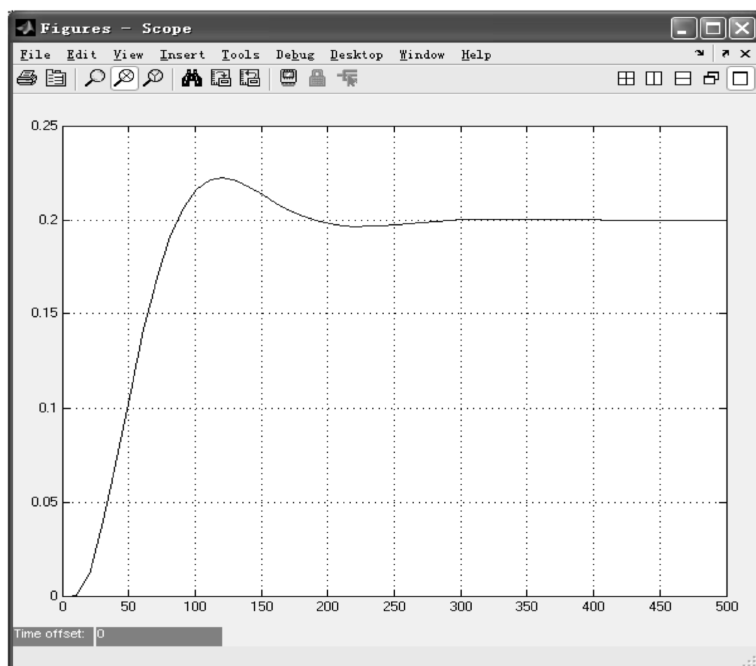


图 6-21　修正参数后从动闭环系统的阶跃响应



主控制器也采用 PI 控制，参数整定应使系统响应较快且超调很小，参数整定采用临界比例度法，如图 6-22 所示，此时 $K_P = 0.3$、$T_I = 100$。

采用 Repeating Sequence Stair 阶梯序列信号来模仿被控量的变化，其参数输出幅值矢量和采样时间分别设置为［3　1　4　2　1］和 150，并均有幅度为 0.3 的随机干扰，变比值控制系统的 Simulink 仿真框图如图 6-23 所示，图中 Product 模块的默认参数“2”改为“*/”。系统的响应曲线如图 6-24 所示，依次为被控量设定值、干扰信号、从动量控制输出、被控量输出响应。

从响应曲线可以看到，变比值控制系统在干扰信号作用下，通过改变比值实现了被控制量与给定值保持一致。

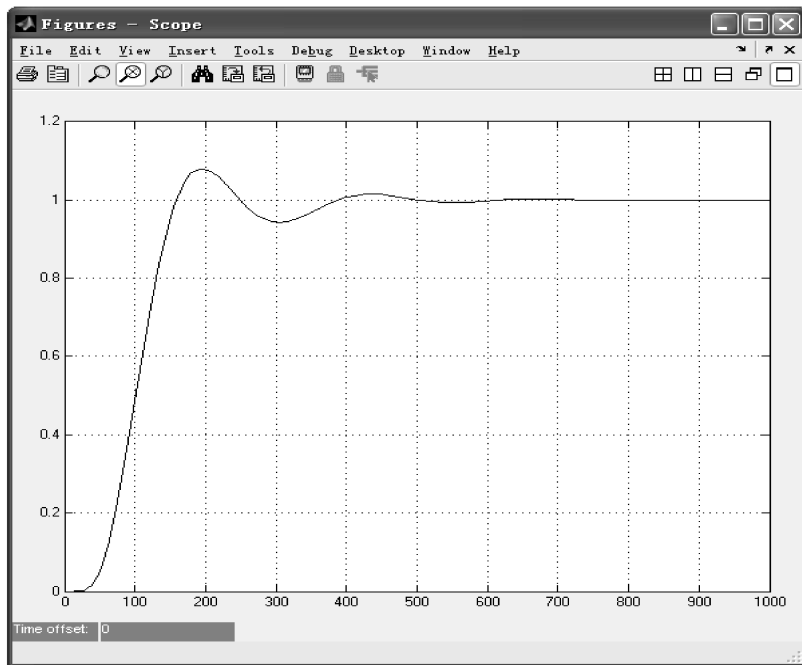


图 6-22　主被控量闭环阶跃响应

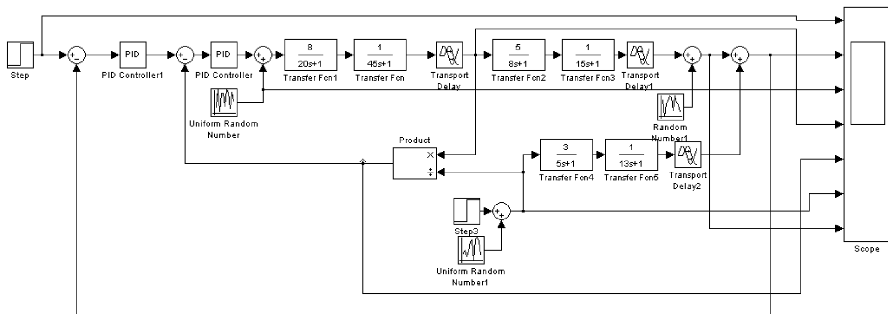


图 6-23　变比值控制系统 Simulink 仿真框图



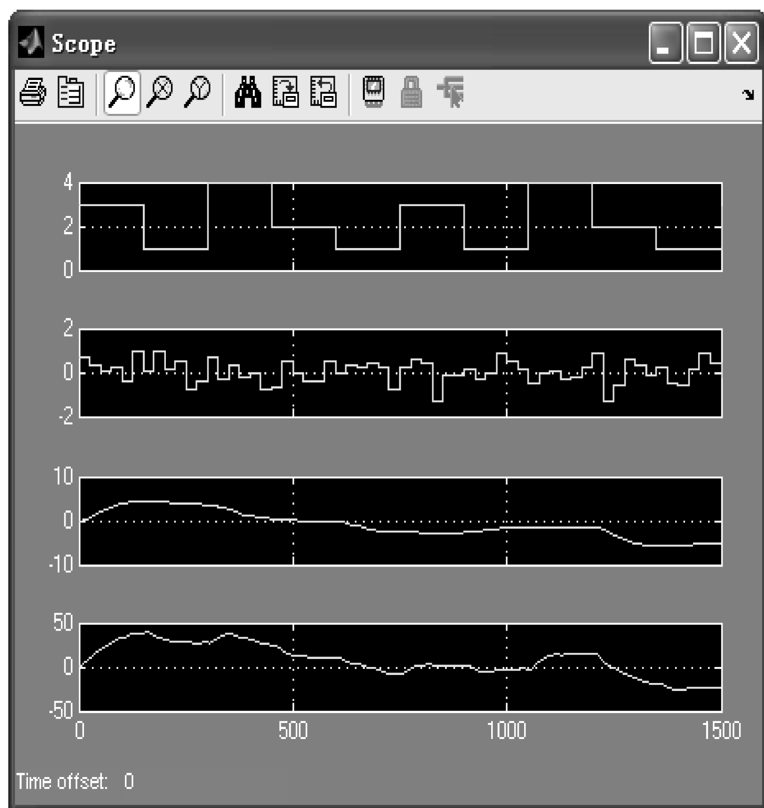


图 6-24　变比值控制系统输出响应曲线

6.4　均匀控制系统

6.4.1　均匀控制的概念

在连续生产过程中，一个装置或设备往往与前后的装置或设备紧密地连接着，前一装置或设备的出料量是后一装置或设备的进料量，而后一装置或设备的出料量又输送给其他的装置或设备，所以各个装置或设备是互相联系而又相互影响的。例如石油裂解气分离工艺，前后共串联了 8 个塔。

图 6-25 所示为前后有物料联系的精馏塔，为保证分馏过程的正常运行，要求甲塔的液位稳定在一定范围内，故设有液位控制系统。而乙塔的进料量又希望稳定，不要超过允许范围，故设有流量控制系统。单独对每个塔来说，上面的设置均可以，但对于前后有物料联系的两个塔整体来看，液位与流量系统稳定的要求会发生矛盾。

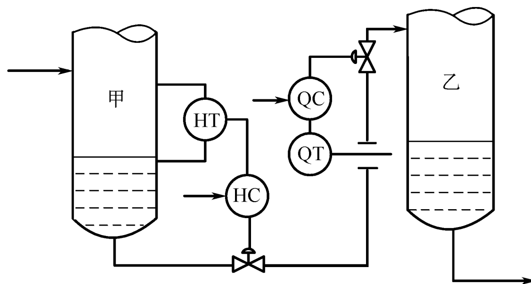


图 6-25　液位与流量的控制



从图 6-25 可以看到，甲塔要实现其液位稳定，采用的方法是控制其出料量来实现的，即为了保证液位的稳定，它的出料量必然不稳定。而甲塔的出料量恰恰又是乙塔的流量控制系统的进料量。乙塔的流量控制系统要保证其进料量的稳定就必然造成甲塔液位不稳定，同样甲塔的液位控制系统也造成乙塔的进料量不稳定。甲塔的液位与乙塔的进料量不可能同时都稳定不变。

如何解决两个控制系统之间的矛盾？一种方法是在两个塔之间增设一个具有一定容量的缓冲罐，但这需要增加一套设备，加大了投资成本；另外对于某些中间产品在缓冲罐中停留时间一长，会产生分解或自聚现象，从而限制了这种方法的使用。所以，必须从自动控制方案设计来考虑，以满足前后装置或设备在物料供求上相互均匀协调、统筹兼顾的要求。

工艺上允许甲塔的液位和乙塔的进料量在一定范围内缓慢变化。控制系统的主要目的是使甲、乙两个塔物料供求矛盾的过程限制在一定条件下的缓慢变化，这就构成了均匀控制系统，所谓的均匀控制系统是指两个工艺参数在规定范围内能缓慢地、均匀地变化，使前后设备在物料供求上相互兼顾、均匀协调。

6.4.2　均匀控制系统的特点

在图 6-25 所示液位与流量的控制中，若把流量控制删除，只设置一个液位控制系统，此时液位和流量的变化可有 3 种情况出现，如图 6-26 所示。图 6-26a 所示的液位控制系统具有较强的控制作用，所以在干扰作用后液位变化不大，而流量发生较大的波动；图 6-26b 所示的液位控制作用减弱，在干扰作用后液位经过较弱的控制发生一些波动，流量的波动相对减弱，此时液位和流量均产生一定的缓慢变化；图 6-26c 所示的液位控制作用基本消除，在干扰作用后液位大幅度波动，而流量变化较小。由此可以看到，图 6-26b 所示符合均匀控制的要求。

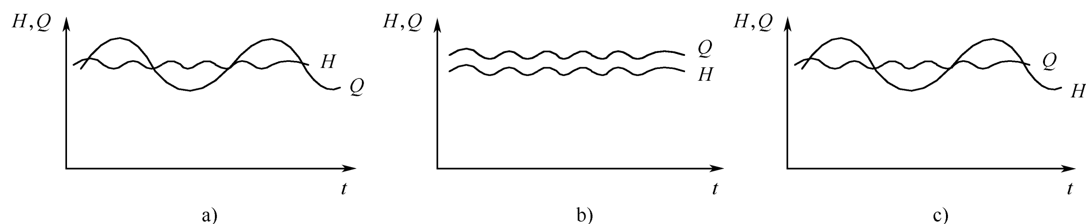


图 6-26　液位和流量变化曲线

均匀控制具有以下特点：

1. 结构上无特殊性

同样一个单回路液位控制系统，由于控制作用强弱不一，它可以是液位定值控制系统，也可以是均匀控制系统。因此，均匀控制是就控制目的而言，而不是由控制系统的结构来定的。

2. 两个被控变量均是变化的

均匀控制中，两个被控量同样重要，控制的目的是使两个变量缓慢而均匀地变化。

3. 两个被控变量的变化应在工艺要求的允许范围内波动

均匀控制中被控变量是非单一的，控制要求是非定值的，允许它们在给定值附近的一个范围内变化，即根据供求矛盾两个被控量的设定值不是定点而是定范围。对于图 6-25，前塔的液位升降有一个规定的上、下限，过高或过低可能造成冲塔现象或抽干的危险。同样，后塔的进料量也不能超过它所承受的最大负荷或最低处理值，否则不能保证系统正常工作。

6.5　均匀控制系统的结构形式

6.5.1　简单均匀控制

简单均匀控制系统如图 6-27 所示。从结构上来看，它与单回路液位控制系统是一样的，但是其控制的目的却不同，因此在控制器参数整定上有所不同。均匀控制系统中的两个被控变量都是变化的，所以控制规律中不能引入微分作用；比例作用是其基本的控制规律；如果纯比例控制对系统的干扰作用调节不及时，造成被控变量波动超过允许范围时，可适当引入积分作用，且积分时间常数要长。一般均匀控制系统中控制器参数的比例度通常取 $\delta = 100\% \sim 200\%$，积分时间常数 T_I 为几分钟 ~ 几十分钟。

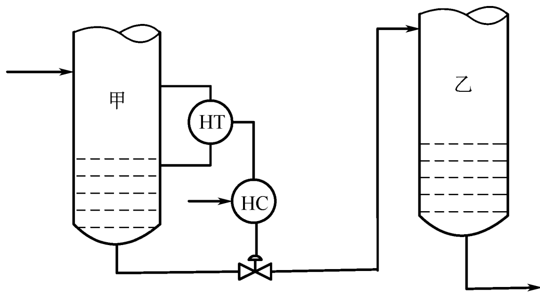


图 6-27　简单均匀控制系统

简单均匀控制系统的最大优点是结构简单、操作方便、成本低廉。但当前、后设备的压力变化较大时，尽管控制阀的开度不变，输出流量也会发生变化，所以它适应干扰不大、控制要求不高的场合。此外，当液位对象的自衡能力较强时，简单均匀控制的效果也较差。

6.5.2　串级均匀控制

为了克服调节阀前后压力波动和被控过程的自衡特性对流量的影响，设计以流量为副变量的流量控制副回路，如图 6-28 所示的液位控制器的输出作为流量控制器的设定值的串级均匀控制系统。

从结构上来看串级均匀控制系统就是典型的串级控制系统。但是，其控制的目的却是使液位与流量均匀协调，采用串级形式并不是为了提高液位的控制质量，流量副回路的引入主要是缓和控制阀前后压力的波动及自衡作用对流量的影响，使输出流量变化平缓。

串级均匀控制系统能克服控制阀前后压力较大的扰动，使主、副变量均变化均匀、缓慢、平稳，控制质量较高。

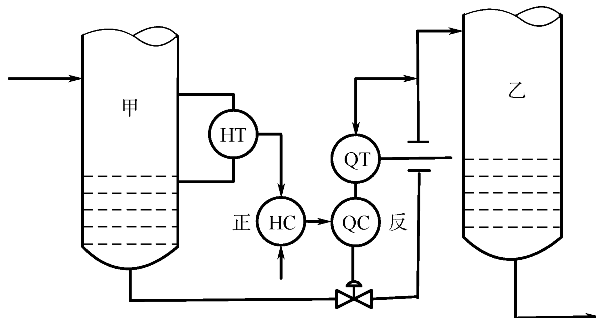


图 6-28　串级均匀控制系统



但是串级均匀控制方案复杂、使用仪表较多。

6.5.3 双冲量均匀控制

双冲量均匀控制系统如图 6-29 所示。双冲量均匀控制系统就是用一个控制器将两个测量信号(液位和流量)通过加法器后作为被控量的测量值。

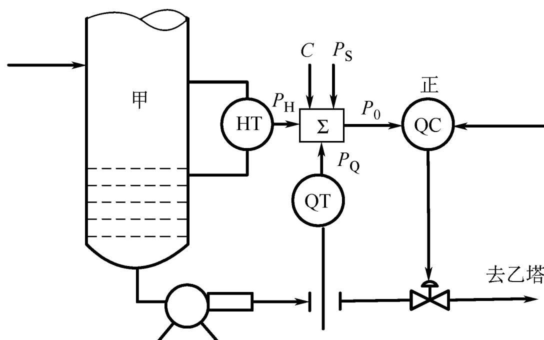


图 6-29 双冲量均匀控制系统

图 6-30 为双冲量均匀控制系统的框图。

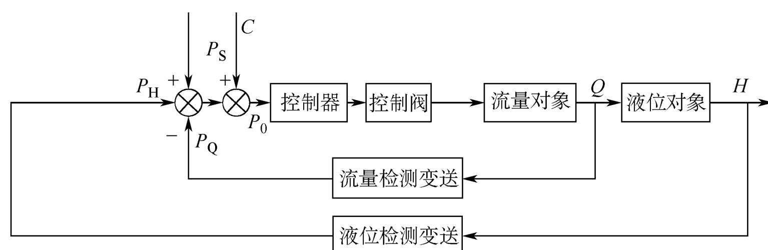


图 6-30 双冲量均匀控制系统框图

加法器在稳定状态下的输出表达式为

$$P_0 = P_H - P_Q + P_S + C \tag{6-13}$$

式中 P_0——加法器的输出信号；

P_H——液位的测量值；

P_Q——流量的测量值；

P_S——设定值；

C——加法器的可调系数。

在稳定工况下，调整可调系数 C 使 P_0 等于控制器的设定值 P_S，并使阀门开度处于 50% 左右位置。

当流量正常液位受到干扰而上升时，P_H 增大，加法器输出 P_0 增大，使流量调节器的输出信号增大，从而控制阀门开度缓慢开大，使输出流量逐渐增大，即 P_Q 也随之增大，从而液位开始下降。当 $P_H - P_Q$ 减小到稳态值时，加法器的输出重新回到控制器的设定值，系统渐渐稳定。此时，液位和流量的新稳态值比原来有所提高，但仍在允许范围。当液位正常时，干扰使流量 P_Q 增大，则加法器的输出信号减小，控制阀门慢慢关小，使流量输出减



小，同时液位慢慢上升，P_H 与 P_Q 之差恢复到稳态值，系统又进入一个新的平衡状态，从而达到了均匀控制的目的。

双冲量均匀控制与串级均匀控制系统相比，双冲量均匀控制用一个加法器取代了串级控制中的主控制器；从结构上看，它相当于以两个信号之差为被控量的单回路系统，其参数整定可按简单均匀控制系统来考虑。

6.5.4　控制规律的选择

简单均匀控制系统和串级均匀控制系统的主控制器一般采用纯比例控制，有时也采用比例积分控制。串级控制中的副控制器一般采用纯比例控制，如果为使副变量的变化更稳定，也可采用比例积分控制。双冲量均匀控制器一般采用比例积分控制。在所有的均匀控制系统中，都不应加微分作用，因为微分作用是加快控制作用的，与均匀控制的要求相反。

6.5.5　均匀控制系统参数整定

简单均匀控制，双冲量均匀控制是一个控制器，可按照单回路整定法，只要比例度大些，积分时间常数大些，使两个变量达到均匀协调即可。

对串级均匀控制器，可按经验整定。

1）先将主控制器的比例度选择到一个合适的经验值上，然后对副控制器的比例度由小到大调整，直到副变量呈缓慢的非周期衰减过程为止；

2）已整定好的副控制器的比例度不变，由小到大调整主控制器的比例度直到主变量也呈缓慢的非周期衰减过程；

3）根据对象的实际情况，可适当加入积分作用，以防止余差超过容许值。

6.6　均匀控制系统及 Simulink 仿真

对于气相物料，前后设备间物料的均匀控制不是液位和流量之间的均匀。例如，脱乙烷塔塔顶分离器内压力是用来稳定精馏塔塔顶压力的，而分离器出来的气体是加氢反应器的进料，也需要尽量平稳。为此，精馏塔塔顶压力作为主被控变量，出口流量作为副被控变量，设计了压力与流量的串级均匀控制系统如图 6-31 所示。

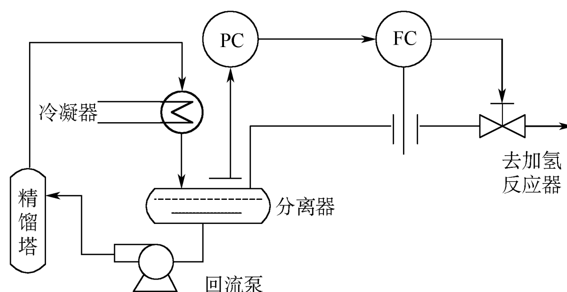


图 6-31　分离器压力与出口气体流量串级均匀控制

假设主被控对象、副被控对象的数学模型为



$$G_{01}(s)=\frac{5}{(30s+1)(3s+1)},\quad G_{02}(s)=\frac{3}{(10s+1)(s+1)}$$

串级均匀控制系统的 Simulink 仿真框图如图 6-32 所示。

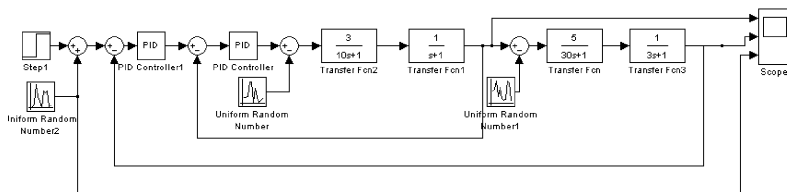


图 6-32　串级均匀控制系统 Simulink 仿真框图

为达到均匀控制目的，主、副控制器均选择 PI 控制作用，参数整定过程是，首先将主控制器的比例值按经验选择为 $K_{P1}=0.1$，对副控制器的比例值由大到小调整；副控制器的比例值为 $K_{P2}=0.1$ 时副变量的响应曲线如图 6-33 所示，副变量近似为缓慢非周期过程；在副控制器的比例值 $K_{P2}=0.1$ 下，由大到小调整主控制器的比例值，直到 $K_{P1}=2$ 时呈现如图6-34 的缓慢非周期衰减过程；为了防止干扰造成被控变量出现稳态误差，主、副控制器均适当加入积分作用，得 $T_{I1}=1000$、$T_{I2}=1800$。

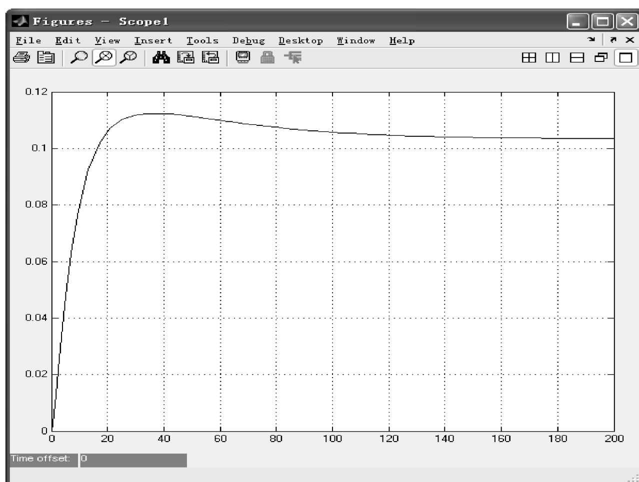


图 6-33　副变量的响应曲线

系统的设定值为 5，设定值受幅值为 0.3 的随机干扰影响，主、副变量均施加幅值为

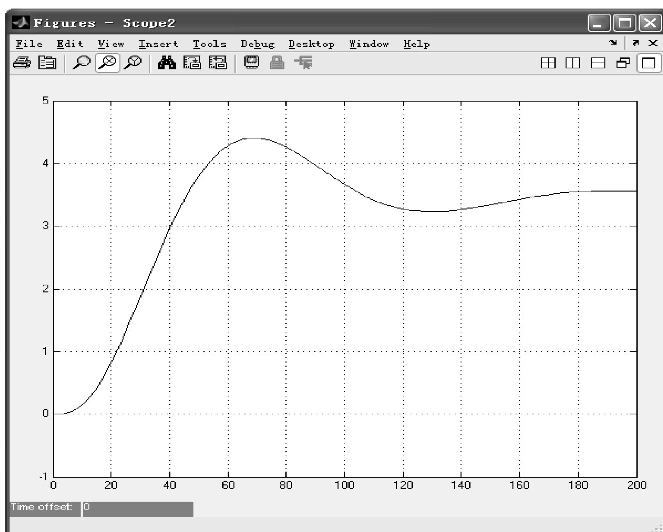


图 6-34　主变量的响应曲线

0.1 的随机干扰作用下主变量、副变量的阶跃响应曲线如图 6-35 所示。

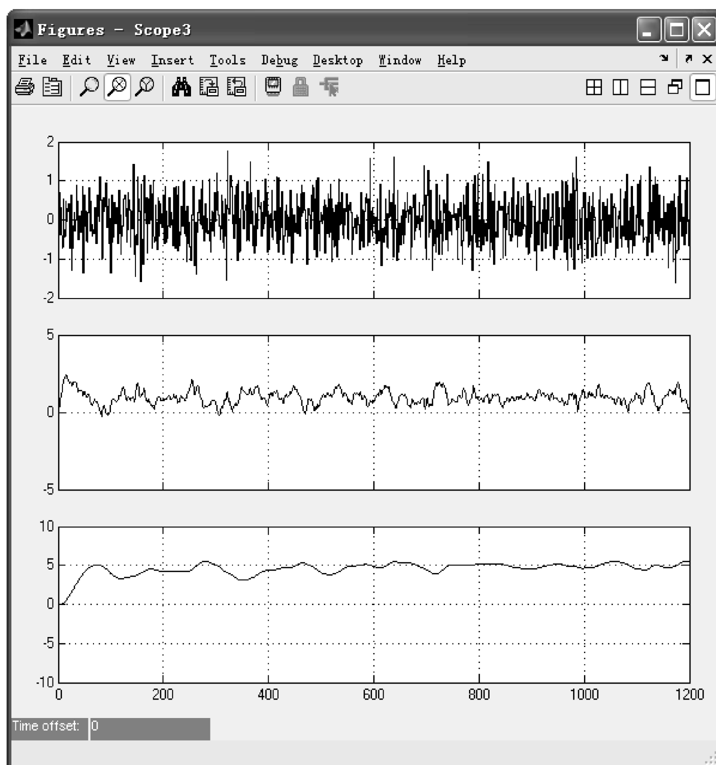


图 6-35　串级均匀控制系统响应曲线

在纯碱生产中，轻灰工段洗涤冷凝塔的冷凝液用泵打到蒸吸工段淡液塔储桶中去；在这一工艺流程中，关系到两个工段的物料平衡。为了保证轻灰工段洗涤冷凝塔生产进程稳定地进行，即希望保证冷凝塔塔底液位比较稳定，同时又希望能保证蒸吸工段淡液塔储桶进料量比较稳定，轻灰工段洗涤冷凝塔的液位的稳定是通过控制塔底出料量来实现的，因此它的出料量必然不稳定。而洗涤冷凝塔的出料量正好是蒸吸工段淡液塔塔的进料量，因此在保证前塔液位稳定时，后塔进料量不可能稳定。反之，如果保证了后塔进料量的稳定，势必造成前塔的液位不稳定。为此，采用双冲量均匀控制，控制系统框图如图 6-36 所示。

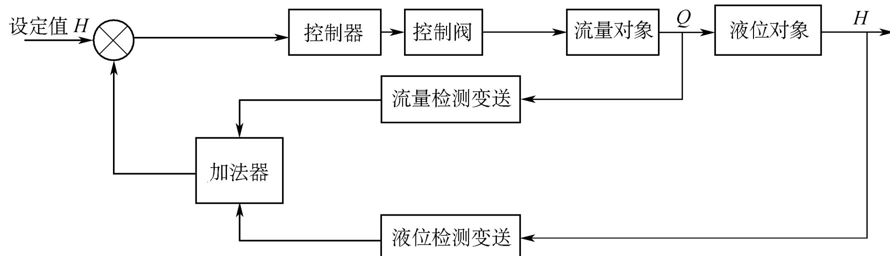


图 6-36　双冲量均匀控制系统框图

假设液位被控对象、流量被控对象的数学模型为

$$G_{01}(s)=\frac{5}{(9s+1)(3s+1)}e^{-5s},\quad G_{02}(s)=\frac{3}{(5s+1)(s+1)}e^{-3s}$$



双冲量均匀控制系统的 Simulink 仿真框图如图 6-37 所示。

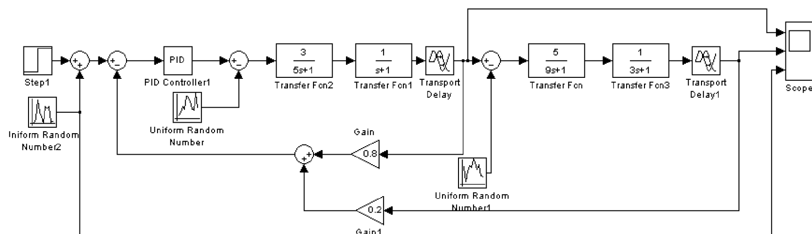


图 6-37　双冲量均匀控制系统的仿真框图

控制器采用 PI 控制，从均匀控制考虑，控制器的参数、比例度要宽，积分时间要长，通过看曲线、整参数，使液位与流量达到均匀协调运动，得 $K_P=0.08$、$T_I=1000$。

系统的设定值为 1，设定值受幅值为 0.03 的随机干扰影响，液位和流量均施加幅值为 0.03 的随机干扰作用下，流量、液位和设定值干扰的阶跃响应曲线如图 6-38 所示。

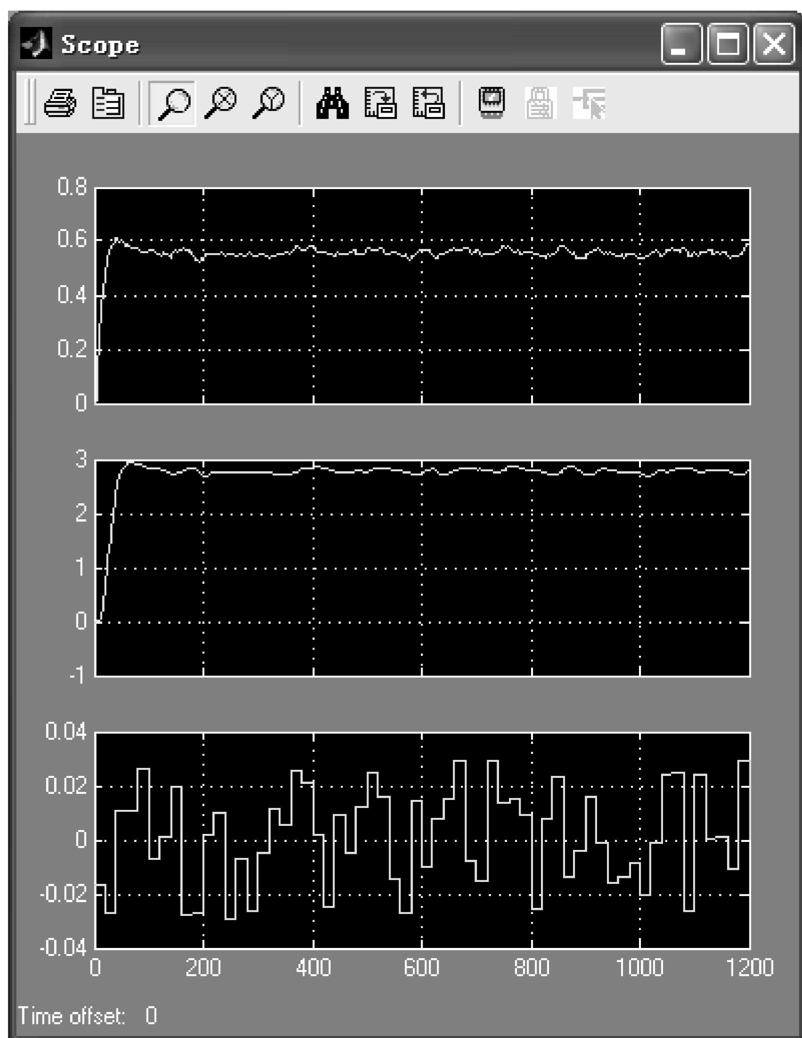


图 6-38　双冲量均匀控制系统响应曲线

由图 6-38 可以看到，系统在干扰信号作用下，液位和流量均产生变化，但变化幅度不大，达到了两者均用协调的目的。

6.7　分程控制系统

6.7.1　分程控制的概念

在单回路反馈控制系统中，一个控制器的输出信号仅操纵一个控制阀的工作，而一个控制器的输出信号分段分别去控制两个或两个以上的控制阀工作，并且每个控制阀上的操纵信号只是控制器整个输出信号的某一段，这种控制方式称为分程控制。

分程控制系统中控制器的输出信号是通过附设在阀门上的阀门定位器来实现的。它将控制器的输出压力信号分成几段，不同区段的信号由相应的阀门定位器转换为控制阀全程动作的压力信号 0.02～0.1MPa，图 6-39 所示为分程控制系统的原理框图。

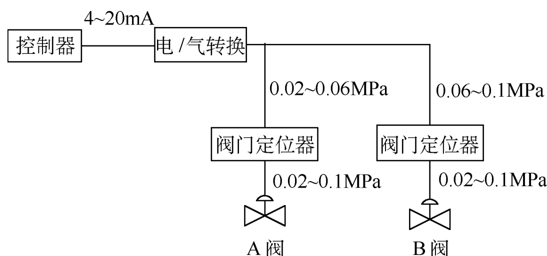


图 6-39　分程控制系统原理框图

对于分程控制系统中的 A、B 两个控制阀，系统要求控制阀 A 在控制器输出信号压力为 0.02～0.06MPa 信号范围内作全行程动作，要求控制阀 B 在控制器输出信号压力为 0.06～0.1MPa 信号范围内作全行程动作。通过附设在 A、B 两阀上的阀门定位器分别来调整：控制阀 A 的阀门定位器在输入信号为0.02～0.06MPa 范围时，相应的输出为 0.02～0.1MPa，这样控制阀 A 在 0.02～0.06MPa 信号范围内走完全行程；调整控制阀 B 的阀门定位器在输入信号为 0.06～0.1MPa 时，相应输出为 0.02～0.1MPa，这样控制阀 B 在 0.06～0.1MPa 信号范围内走完全行程。控制器输出信号小于 0.06MPa 时，只有控制阀 A 随着信号压力的变化而改变其开度，而控制阀 B 则处于某个极限位置(全开或全关)；当控制器输出信号大于 0.06MPa 时，控制阀 A 已经到达极限位置，开度不变，而控制阀 B 则随着信号压力的变化而改变其开度，实现了分程控制。

分程控制系统中，根据控制阀的气开、气关形式和分程信号区段不同，可分为以下两种类型。

1）控制阀异向动作，即随着控制器输出信号增大或减小，一只控制阀逐渐开大(或逐渐关小)，而另一只控制阀则逐渐关小(或逐渐开大)，如图 6-40 所示。

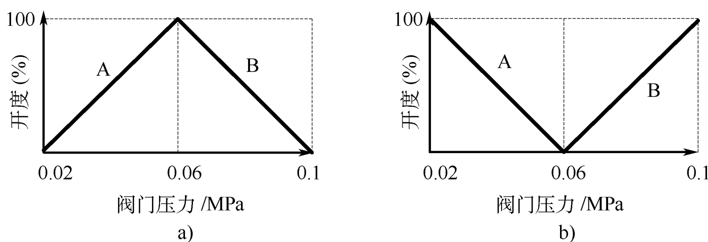


图 6-40　控制阀异向动作

a）气开-气关　b）气关-气开



2）控制阀同向动作，即随着控制器输出信号增大或减小，两只控制阀都逐渐开大或逐渐关小，如图 6-41 所示。

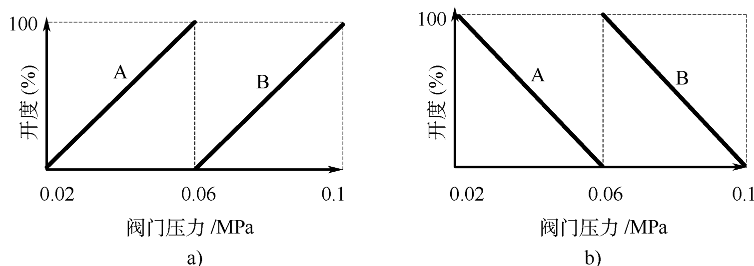


图 6-41　控制阀同向动作

a）气开　b）气关

分程控制中分程阀同向或异向的选择，要根据生产工艺的实际需要来确定。

6.7.2　分程控制系统的应用

1. 扩大控制阀的可调范围改善系统的控制品质

以蒸气减压系统分程控制为例。锅炉蒸气压力为 10MPa，为高压蒸气，而生产中需要的是 4MPa 的中压蒸气，为此需要通过节流减压的方法，将高压蒸气节流减压成中压蒸气。如果选择一只控制阀，为了适应大负荷下蒸气供应量的需要，控制阀口径要选择得很大。然而在正常负荷下，控制阀在小开度下工作，因为大阀在小开度下工作时，除了控制阀特性会发生畸变外，还容易产生噪声和振荡，使控制效果变差，控制质量降低。为此，选择两只同向的控制阀构成分程控制系统，如图 6-42 所示。

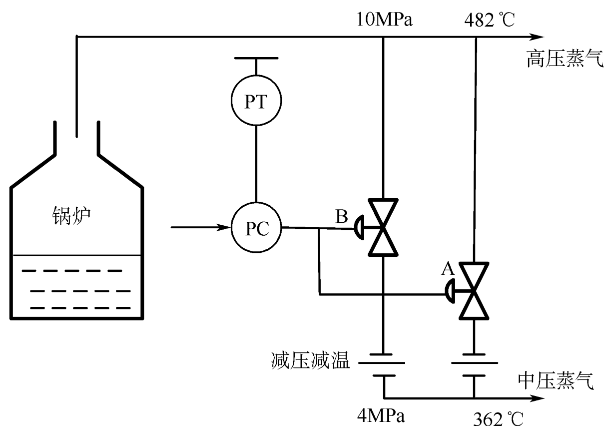


图 6-42　蒸气减压分程控制系统

分程控制系统中，两只控制阀为同向动作，且根据工艺要求均选择气开式，其中 A 阀在控制器输出信号压力为 0.02～0.06MPa 时从全闭到全开，B 阀在控制器输出信号压力为 0.06～0.1MPa 时从全闭到全开。在正常负荷下，B 阀处于关闭状态，只通过 A 阀的开度变化来控制输出蒸气；当大负荷时，A 阀已全开仍满足不了蒸气的需求，这时 B 阀开始动作，以弥补 A 阀全开时蒸气供应量的不足。

控制阀的可调范围 R 是一项静态指标，表明控制阀执行规定特性(线性特性或等百分比特性)运行的有效范围。它的可调范围可表示为

$$R=\frac{C_{max}}{C_{min}} \tag{6-14}$$

式中　C_{max}——阀的最大流通能力，流量单位；



C_{min}——阀的最小流通能力，流量单位。

设 A、B 两阀的最大流通能力 $C_{max}=100$，可调范围 $R=30$，则可得

$$C_{min}=\frac{C_{max}}{R}=3.33$$

采用分程控制时，最小流通能力不变，而最大流通能力为

$$C'_{max}=C_{maxA}+C_{maxB}=2C_{max}=200$$

分程控制后调节阀的可调范围应是

$$R'=\frac{C'_{max}}{C_{min}}=\frac{200}{\frac{100}{30}}=60$$

可见，采用两只流通能力相同的控制阀构成分程控制系统后，其控制阀的可调范围 R 比单只控制阀进行控制时的可调范围扩大了一倍。可调范围的扩大，可以满足不同生产负荷的需要，而且控制精度提高，控制质量得以改善，也可以保证生产的稳定性和安全性。

2. 用于控制两种不同的介质满足工艺操作的特殊要求

在某些间歇式生产化学反应过程中，当反应物投入设备后，为了使其达到反应温度，往往在反应开始前需要给它提供一定的热量。一旦达到反应温度后，就会随着化学反应的进行不断释放出热量，这些热量如不及时移走，反应就会越来越激烈，以致会有爆炸的危险。因此，这种间歇式化学反应器既要考虑反应前的预热问题，又要考虑反应过程中及时移走反应热的问题。为此设计如图 6-43 所示的分程控制系统。

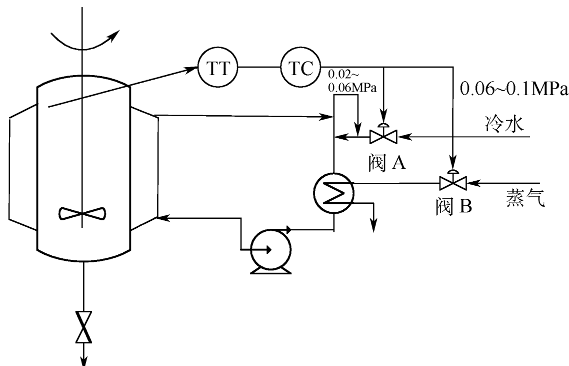


图 6-43　间歇式化学反应器分程控制系统

从安全角度考虑，蒸气阀(B 阀)选为气开式，冷水阀(A 阀)选为气关式。在进行化学反应前的升温阶段，由于温度测量值小于给定值，因此控制器输出增大，B 阀开大，A 阀关闭，即蒸气阀开、冷水阀关，以便使反应器温度升高；当温度达到反应温度时，化学反应发生，于是就有热量放出，反应物的温度逐渐升高。当温度升高使测量值大于给定值时，控制器的输出将减小(由于调节器是反作用方式)。随着控制器的输出的减小，B 阀将逐渐关小乃至完全关闭，而 A 阀则逐渐打开。这时反应器夹套中流过的将不再是热水而是冷水，这样一来，反应所产生的热量就被冷水所带走，从而达到维持反应器温度恒定的目的。

3. 用于节能控制

生产中消耗的大量能源，多以热水、热气等形式排放掉。因此，尽可能多地回收这些余热是节能研究中的重要课题。但是，余热的供应往往是不稳定的和不可靠的。为了使连续性很强的生产稳定地运行，在利用余热的生产流程中，一般都要考虑热源或物料的后备支持手段，所以出现了余热热源和后备支持手段之间或常用物料和后备物料之间的分程控制。

例如，在生产过程中，冷物料通过热交换器用热水(工业废水)和蒸气对其进行加热。当用热水加热不能满足出口温度要求时，则在同时使用蒸气加热，构成如图 6-44 所示的分



程控制系统。

在系统中，蒸气阀和热水阀均选气开式，调节器为反作用方式。在正常情况下，控制器输出信号使热水阀打开，蒸气阀关闭；当热水阀全开仍不满足出口温度要求时，控制器输出信号同时使蒸气阀打开，以满足出口温度的工艺要求。利用分程控制，可节省能源，降低能耗。

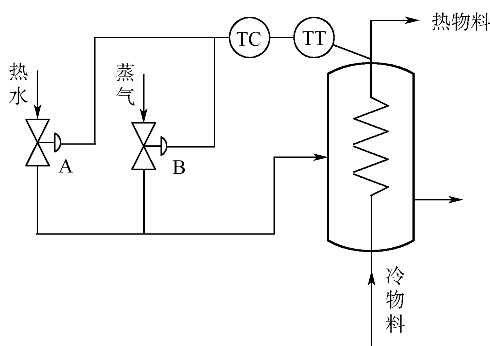


图 6-44　温度分程控制系统

4. 保证生产过程的安全与稳定

分程控制可以用作安全生产的防护措施。在各类炼油厂或石油化工厂中，有许多储罐存放各种石油和化学产品，为了使这些产品不与空气中的氧气接触发生氧化变质或引起爆炸危险，常常在油品储罐液位以上充以惰性气体氮，称之为氮封，氮封要求氮气压力保持呈微正压。当贮罐内贮存物料量增减时，将引起罐顶压力的升降，应及时进行控制，否则将使贮罐变形，甚至破裂，造成浪费或产生燃烧、爆炸等危险。因此，当贮罐内液面上升时，应停止继续补充氮气，并将压缩的氮气适量排出。反之，当液面下降时，应停止放出氮气而需补充氮气。为满足这种工艺要求，设计了图 6-45 所示的罐顶氮封分程控制系统。

A 阀(充氮气)采用气开式，B 阀(放气)采用气关式，控制器采用反作用方式。当向储罐内注油时，储罐内压力升高，压力控制器输出减小。在低于 0.06MPa 时，系统中 A 阀是全关的，B 阀则打开，这样储罐中的一部分氮气将通过放空管放空，储罐内的压力将逐渐下降；而当从储罐内抽油使罐内压力下降时，控制器输出增大而高于 0.06MPa 时，B 阀将关闭，而 A 阀则打开，则氮气被补充到储罐中，提高储罐的压力。通过 A、B 两阀的分程动作，不论是向罐内注油还是从油罐内抽油，都能保持罐内的压力维持不变。为了防止 A、B 两阀在分程点处频繁动作，在两阀信号转接处设置了一个不灵敏区，如图 6-45 所示，将使控制过程变化趋于缓慢，系统更加稳定。

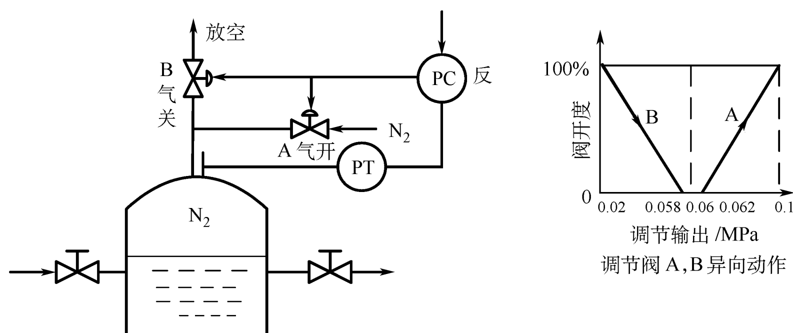


图 6-45　罐顶氮封分程控制系统

6.7.3　分程控制应用中的几个问题

1. 控制阀的泄漏量

泄漏量指阀门完全关闭时液体的流量，分程控制系统中的控制阀应不泄漏或泄漏量极

小。特别是在大阀和小阀并联分程时，大阀的泄漏量要小，否则小阀将不能充分发挥作用。

2. 控制阀的流量特性

分程控制中控制阀流量特性的选择除了考虑对象的特性外，还应注意在分程点处流量的变化要平缓。可选择对数特性控制阀，或采用分程信号重叠法。

3. 阀门定位器实现分程信号

一般的控制阀接受的控制信号范围为 0.02～0.1MPa，可采用阀门定位器，通过调整阀门定位器的零点和范围来实现信号分程。

4. 分程控制系统控制器参数的整定

分程控制本质上是简单控制系统，控制器规律的选择和参数整定与简单控制系统类同。若两只控制阀都控制同一对象，则两阀的控制通道特性是相同的，可以按任一通道进行控制器参数整定，均能获得较满意的控制品质；若两阀的控制通道特性不同，如图 6-43 所示的间歇式化学反应器分程控制系统，B 阀所处的通道比 A 阀所处的通道多了一个热交换器，此时，采用折中的办法，选取控制器的参数，使之能兼顾两个通道特性。

6.7.4　分程控制的应用

在合成氨装置中，正常情况下，1012MPa 的高压蒸气全部通过蒸气轮机，经做功后，减压成 318MPa 的中压蒸气。当合成气压缩机不运转时，高压蒸气经两个调节阀 A、B 减压以满足中压蒸气的供应。为满足不同生产情况需要增加可调比，系统采用分程控制方案。蒸气减压系统分程控制的框图如图 6-46 所示。

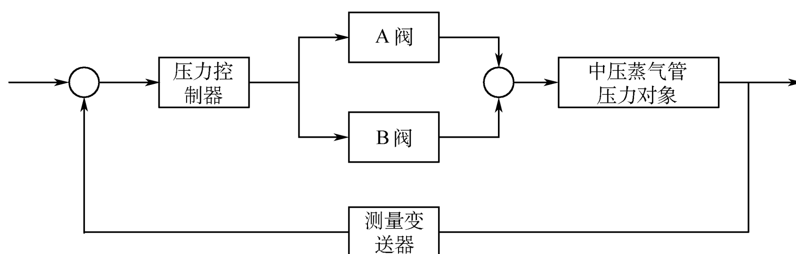


图 6-46　蒸气减压系统分程控制的框图

假设分程控制采用两只线性特性控制阀，其中 A 阀的 $C_{\max A}=195$，B 阀的 $C_{\max B}=450$，两阀的可调范围 R 均为 50。为保证总流量特性的平滑过渡，根据线性流量特性的控制阀其相对流量与相对行程的关系为

$$\frac{\mathrm{d}\left(\frac{F}{F_{\max}}\right)}{\mathrm{d}l}=K \tag{6-15}$$

式中　F——控制阀的流量；

$F_{\max}$——最大行程下的流量；

l——相对行程百分数；

K——控制阀的放大倍数。

得到流通能力与相对行程的关系为

$$C=C_{\max}(Kl+K_1) \tag{6-16}$$



式中　$C_{max}=C_{maxA}+C_{maxB}=645$；

　K_1——待定系数，由初始条件确定：

1）$l=0$ 时，$C=C_{min}=195/50=3.9$，则 $K_1=3.9/645=0.006$；

2）$l=100\%$ 时，$C=C_{max}=645$，则得 $K=1-K_1=0.994$。

A、B 阀组合后系统的总流量特性为

$$C=641.1l+3.9 \tag{6-17}$$

通过计算得 $C=195$、$l=0.298$，对应的阀门压力应为 0.045MPa，所以 A 阀的分程信号为 0.02～0.045MPa，B 阀的分程信号为 0.045～0.1MPa。

6.8　选择性控制系统

6.8.1　选择性控制的概念

在过程控制系统，特别是大型生产过程控制系统中，通常不但要求系统能在正常情况下克服各种干扰实现系统的平稳运行，而且还需考虑事故状态发生前或系统达到安全极限时，采取一些应变能力，或采取一些保护性措施，避免系统事故发生或事故的进一步扩大。而生产过程中的自动切换控制为适应特殊情况的手动控制或联锁保护紧急性停车，虽然在一定程度上可以起到对系统的保护，但是，系统的突然起动、停止会造成系统很大的经济损失。因此，发生故障时一种既能起自动保护作用而又不停车的“软保护”措施为选择性控制系统。选择性控制也称软保护系统或取代控制系统或超驰控制系统。

选择性控制系统是将生产过程中的极限条件所构成的逻辑关系叠加到正常的自动控制系统上的一种组合控制方式。当生产过程趋于危险极限但还没有达到其极限（也称安全软限）时，一个用于控制不安全状态的控制方案将取代正常工况下的控制方案，直到生产过程恢复到正常安全范围以内，系统又恢复到原控制方案。

实现正常控制器和取代控制器的自动切换采用的是高选器、低选器或定值选择器。因此，在控制系统中有选择器的控制系统称为选择性控制系统。选择器选出能适应生产安全状况的控制信号、输出信号等，实现对生产过程的自动控制。

6.8.2　选择性控制系统的类型

6.8.2.1　被控变量的选择性控制系统

在这一类选择性控制系统中，通常有几个可供选择的变量，其中有一个变量是生产工艺过程中的主要控制指标，它直接关系到生产的质量；而其他变量，工艺上对它有一个极限要求，生产过程在该极限要求值以内系统安全运行，一旦超过极限值，生产过程就有发生事故的危险。为此，设计对被控变量的选择性控制系统。

液态氨冷却器系统如图 6-47 所示，它是利用液氨的气化需要吸收大量的热量，以此来冷却流经管内物料的。在生产工艺上，往往要求被冷却物料的出口温度稳定，所以系统的被控变量为冷却物料的出口温度，操纵变量选择间接反映液位高度的液氨流量，构成正常工况下的单回路定值控制系统。为了防止液氨带液进入氨压缩机后危及压缩机的安全，控制阀选择为气开式。液氨流量增大，应有更多的液态氨气化，使被控冷却物温度下降，所以温度控

制器选择为正作用方式。

单回路控制方案是通过改变传热面积来调节传热量的，因此温度控制系统的控制通道滞后比较大。当物料出口处温度远高于设定值时，需要大大增加液氨流量。管内液氨的液位上升，当液位淹没了换热器的所有列管时，传热面积的增加已达到上限高度——安全软限，如果继续增加液氨的流量，由于液氨来不及完全蒸发，使气氨中携带一部分液氨进入压缩机，损坏压缩机，造成严重事故。所以液氨蒸发器上部必须有足够的空间，以保证液氨完全气化。所以，当液位超过安全软限时，管内液位的高度变成了主导被控变量，构成液氨进料量的控制取代温度控制，系统的操纵变量只有液氨的流量，而被控变量有出口处的温度和液位高度两个，形成被控变量的选择性控制系统如图 6-48 所示。液位控制器选择为反作用方式，选择器为低值选择器 LS，即在正常工况下（液位高度没有达到极限值），液位控制器的反作用使其输出高于温度控制器的输出，从而低值选择器选择温度控制，液位控制不工作；而当液氨的液位达到极限值时，被冷却物料出口温度的偏离成为次要因素，而使压缩机不致损坏上升为主要矛盾，液位升高而液位控制器的输出减小。同时，物料出口温度较高，正作用的温度控制器输出较大，低值选择器选择液位控制器，温度控制器断开，取代控制器代替了正常控制器的工作。在液位控制器的作用下，液位逐渐恢复到极限值内，系统故障消除后，选择器选择温度控制，系统又自动恢复工作。

被控变量选择性控制系统的框图如图 6-49 所示。

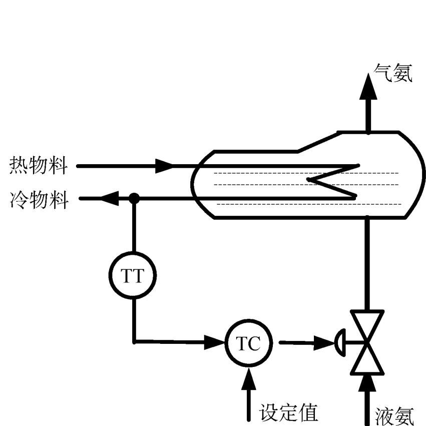


图 6-47　液态氨冷却器单回路定值控制系统

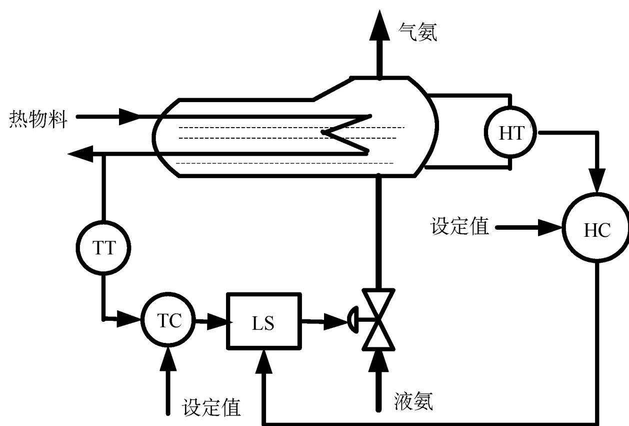


图 6-48　液氨蒸发器选择性控制系统

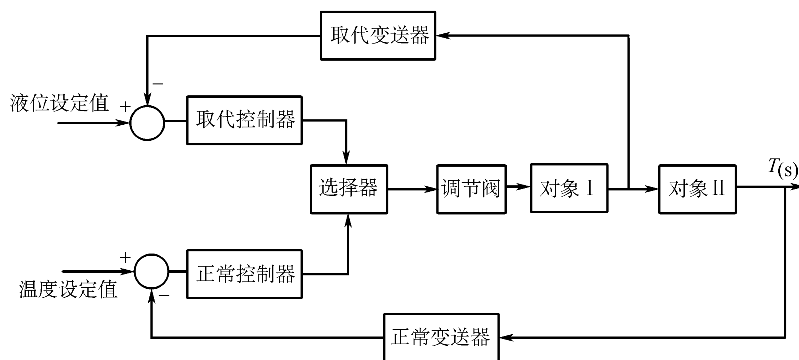


图 6-49　被控变量选择性控制系统的框图



被控变量选择性控制系统的仿真框图如图 6-50 所示，控制器的选择及控制器参数整定类同于单回路控制系统。假设被控对象的数学模型分别为

$$G_1(s)=\frac{1}{(s+1)(3s+1)}e^{-3s},\quad G_2(s)=\frac{3}{(30s+1)(30s+1)}e^{-10s},\quad G_v(s)=1$$

采用开关选择作为逻辑选择器，控制器采用 PID 控制规律，系统的 Simulink 仿真框图如图 6-50所示。

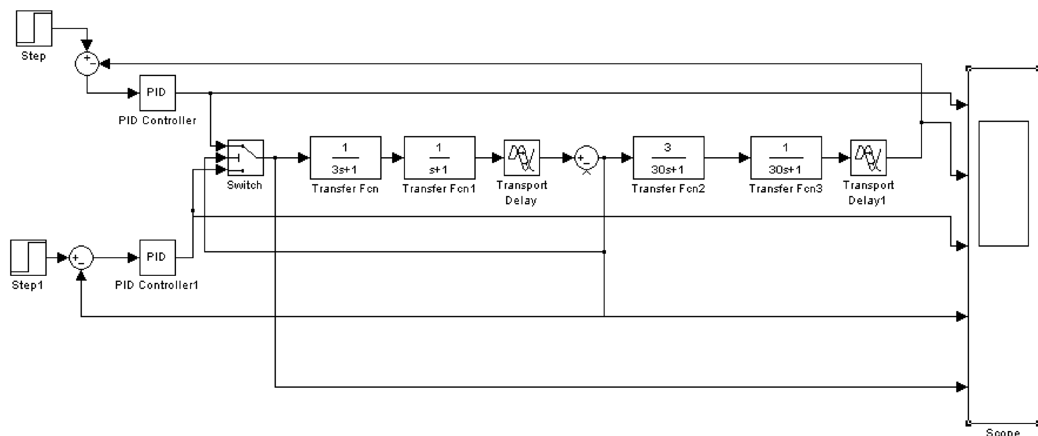


图 6-50　系统的 Simulink 仿真框图

正常控制器采用 PI 规律，控制器参数整定采用临界比例度法优化得 $K_P=0.2$、$T_I=200$，此时系统的阶跃响应曲线如图 6-51 所示；取代控制器采用 PI 规律，控制器参数整定采用临界比例度法优化得 $K_P=1.1$、$T_I=20$，系统的阶跃响应曲线如图 6-52 所示。

假设低选器的阈值为 5，系统阶跃响应曲线如图 6-53 所示依次为正常控制器的输出、系

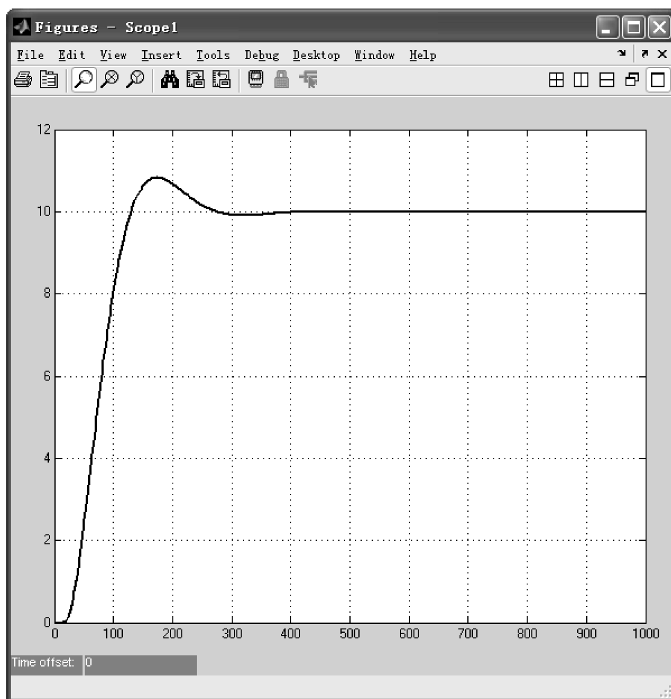


图 6-51　正常控制器作用下系统的阶跃响应



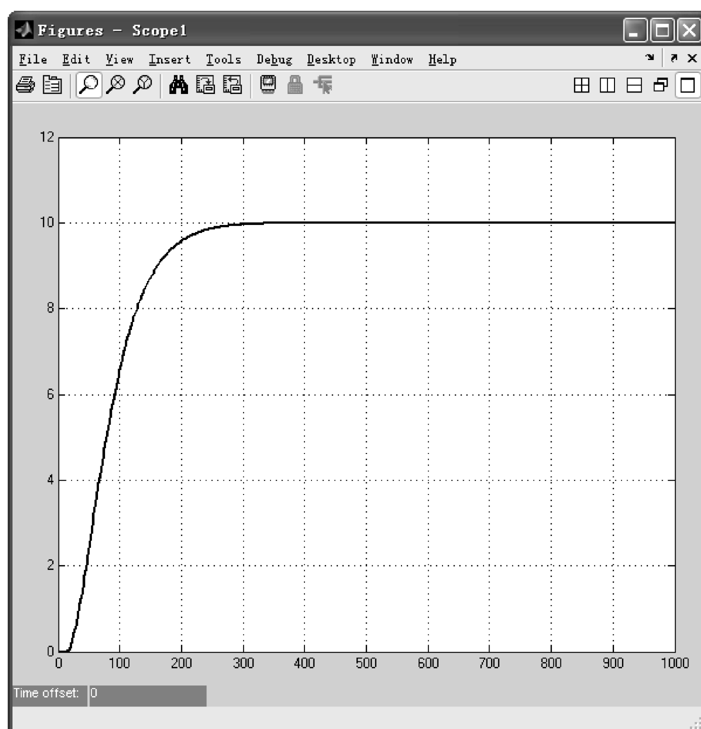


图 6-52　取代控制器作用下系统的阶跃响应

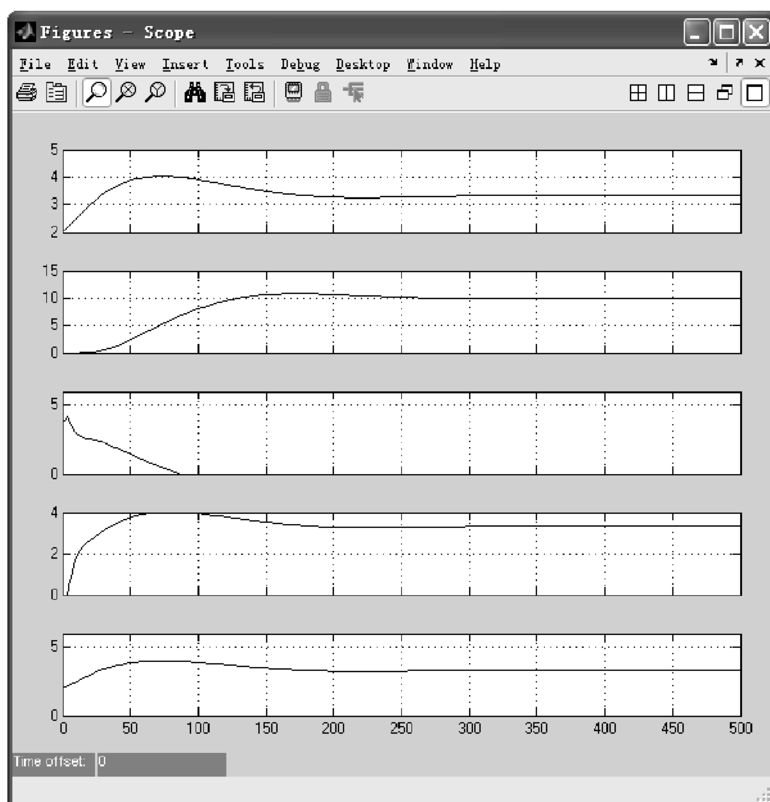


图 6-53　系统的阶跃响应曲线(阈值为 5)



统温度输出值、取代控制器输出、系统液位输出值和低选器输出信号。此时，液位高度均没有超过阈值 5，所以系统是正常控制器工作，选择器输出为正常控制器的输出。

假设低选器的阈值为 2. 8，系统阶跃响应曲线如图 6-54 所示，在液位高度小于阈值 2. 8 时，系统是正常控制器工作，而当液位高度大于阈值 2. 8 时，取代控制代替正常控制器工作。

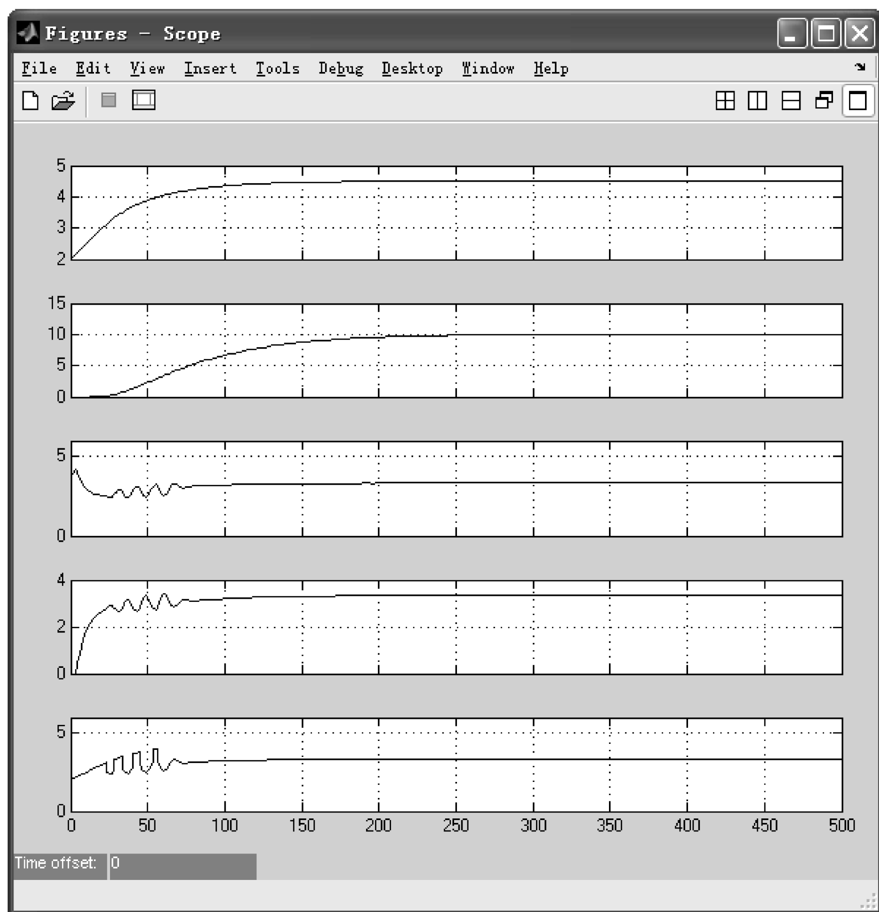


图 6-54　系统的阶跃响应曲线(阈值为 2. 8)

在液位输出端施加幅值为 3 的随机扰动信号，系统的 Simulink 仿真框图如图 6-55 所示。

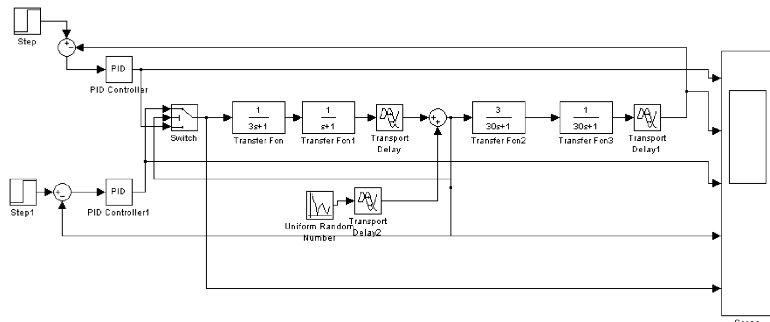


图 6-55　系统的 Simulink 仿真框图

低选器的阈值设为 5，系统阶跃响应曲线如图 6-56 所示。

低选器的阈值设为 2.8，系统阶跃响应曲线如图 6-57 所示。

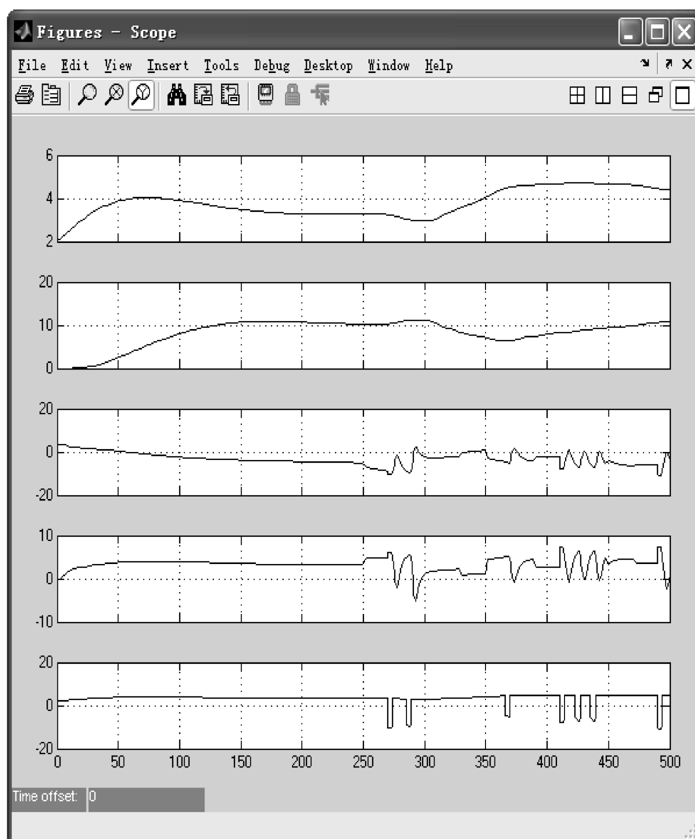


图 6-56　扰动作用下系统的阶跃响应(阈值 5)

6.8.2.2　对操纵变量的选择性控制系统

为了充分利用能源，实际节能系统采用多种燃料，应尽量利用废品燃料或低价格的燃料，不足时才补充高价格的燃料。加热炉燃料的选择性系统如图 6-58 所示。系统有最大供应量为 F_{maxA} 的低价燃料 A 和最大供应量为 F_{maxB} 的补充燃料 B，载热体的出口温度为被控变量。

加热炉燃料选择性控制系统中的 FYA、FYB、FYC 是乘法器；FYD 是加法器；LY 是低选器；FCA、FCB、TC 分别是低价燃料、高价燃料、温度控制器；FTA、FTB、TT 分别是低价燃料、高价燃料、加热炉温度检测变送器。流量控制器设计为反作用方式。

当低价燃料 A 足够，即 $m\left(1+\dfrac{F_{\text{maxB}}}{F_{\text{maxA}}}\right)<F_{\text{maxA}}$ 时，低选器 LY 选中 $m\left(1+\dfrac{F_{\text{maxB}}}{F_{\text{maxA}}}\right)$，并作为 FCA 的设定值，组成出口温度与低价燃料量的串级控制系统。而补充燃料控制器的设定值为 $m\left(1+\dfrac{F_{\text{maxA}}}{F_{\text{maxB}}}\right)-\dfrac{F_{\text{maxA}}}{F_{\text{maxB}}}m\left(1+\dfrac{F_{\text{maxB}}}{F_{\text{maxA}}}\right)=0$，补充燃料阀门全关。

当低价燃料 A 供应不足，即 $m\left(1+\dfrac{F_{\text{maxB}}}{F_{\text{maxA}}}\right)>F_{\text{maxA}}$ 时，低选器 LY 选中 F_{maxA}，使低价燃料



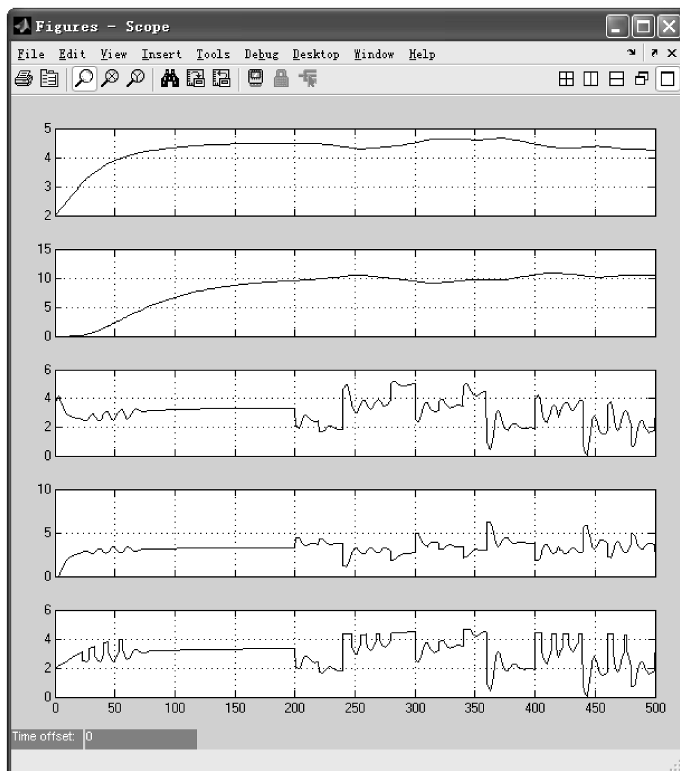


图 6-57　扰动作用下系统的阶跃响应(阈值 2.8)

油阀门全开，燃料流量达到 $F_{\max A}$，此时补充燃料控制器的设定值为 $m\left(1+\frac{F_{\max A}}{F_{\max B}}\right)-\frac{F_{\max A}^2}{F_{\max B}}>0$，组成温度与补充燃料量的串级控制系统，调节补充燃料阀门的开度。

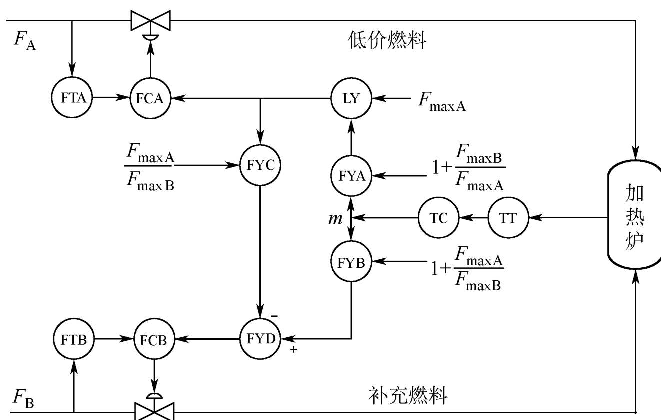


图 6-58　加热炉燃料选择性控制系统

6.8.2.3　对测量信号的选择性控制

在生化反应过程中，反应器内各点温度变化不一，为此选择其中的最高温度来完成系统的温度控制，构成对测量信号的选择性控制，如图 6-59 所示。

6.8.3　选择性控制系统设计

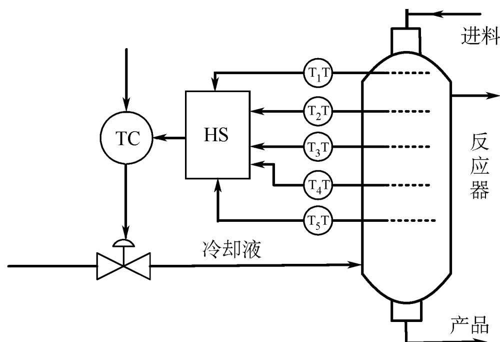


图 6-59　对测量信号的选择性控制

选择性控制系统的设计包括选择器类型的选择、控制器控制规律的确定、控制器的作用方式、控制阀的开闭形式等。

1）控制阀的选择。首先根据系统安全生产的要求，选择控制阀的气开或气关形式。

2）控制器的选择。根据被控对象的特性和控制系统的要求，选择控制器的控制规律及正、反作用方式，控制规律应保证选择后的快速投入。因此，取代控制器应选择比例度较小的比例或比例积分控制器，正常控制器与单回路控制系统的选择相同。控制器的正反作用可根据负反馈准则判断。

3）选择器的选择。根据控制器的正、反作用，选择性控制系统设置的目的及在系统故障的情况下不对生产造成危害，保证系统安全，来确定选择器的类型。

4）防积分饱和。在选择性控制系统中，不论正常工况下还是故障工况下，系统总有一个控制器处于开环工作状态，这个处于开环工作状态下的控制器如果具有积分控制作用，在偏差长期存在的条件下，控制器将进入深度积分饱和状态。当它在某个时刻被选择器选中需要进行控制时，则由于它处在积分饱和状态而不能及时发挥作用，失去了控制能力，系统的控制质量变差。所以在选择性控制系统中，应该采取抗积分饱和措施。如外反馈法、积分切除法、限幅法等。

6.8.4　选择性控制系统的应用

蒸气锅炉是大型工厂的重要动力设备，它直接担负着向全厂提供蒸气的任务。蒸气锅炉所用的燃料为天然气或其他燃料气。在正常情况下，根据产气压力来控制燃料量。当用户所需蒸气量增加时，蒸气压力大大下降。为了维持蒸气压力，必须在增加供水量的同时，相应地增加燃料量。但当燃料气压力过高时，会将燃烧喷嘴的火焰吹灭，产生脱火现象。脱火会使大量燃料未燃烧而导致冒黑烟。严重污染环境，更严重的是燃烧室内积存大量燃料气与空气的混合物，会有爆炸的危险。另一方面，当燃料压力过低，会出现回火现象，这会危及燃料气罐发生燃烧和爆炸。为此，蒸气锅炉燃烧系统采用蒸气压力与燃料气压力的选择性控制，同时增加一个燃料气压力过低的选择开关，一旦燃料气压力低于下限值，PC_3 下限接点接通，电磁阀得电，切断了低选器 LS 至控制阀的通道，控制阀关闭，防止回火产生。蒸气锅炉选择性控制系统如图 6-60 所示。系统的框图如图 6-61 所示。

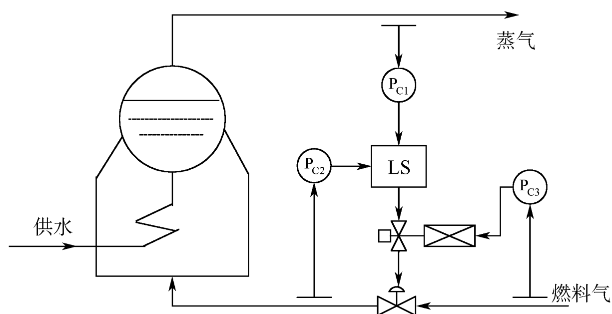


图 6-60　蒸气锅炉选择性控制系统

图中，$G_{c1}(s)$、$G_{c2}(s)$、$G_{c3}(s)$ 为控制器的传递函数；$G_{01}(s)$、$G_{02}(s)$ 分别为蒸气压力、



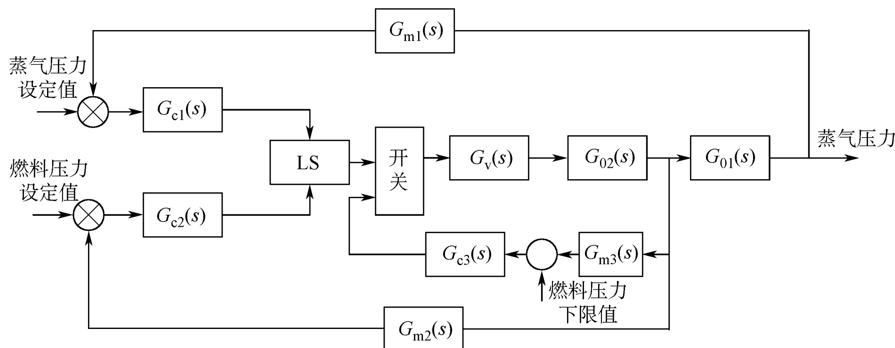


图 6-61　蒸气锅炉选择性控制系统框图

燃料压力对象的传递函数；$G_{m1}(s)$、$G_{m2}(s)$、$G_{m3}(s)$分别为蒸气压力、燃料气上限和下限压力变送器的传递函数。

6.9　双重控制系统

6.9.1　基本原理和结构

在过程控制系统中，控制变量的选取既要考虑它的快速性和有效性，也要考虑它的合理性和经济性。双重控制或多重控制就是在综合考虑控制变量的快速性、有效性、经济性和合理性基础上，采用两个或两个以上的操作变量进行控制的系统。双重控制系统综合各自的优点，克服各自的弱点进行优化控制。

控制系统采用不止一个控制器，其中一个控制器的输出作为另一个控制器的测量信号，如图 6-62 所示。控制变量 A 从经济性和工艺的合理性考虑比较合适，但对克服干扰的影响不够及时和有效；而控制变量 B 的快速性、有效性较好，但经济性、合理性较差。两者综合控制形成双重控制系统。

图 6-63 所示为蒸气减压双重控制系统。在蒸气减压系统中，高压蒸气通过两种方式减压为低压蒸气：一种是直接通过减压阀 V_1 的减压方式，具有快速动态响应、控制效果好，但能量消耗在减压阀上，经济性较差；另一种通过蒸气透平减压，通过蒸气透平回收能量，同时具有较好的工艺合理性，蒸气能量得到回收，但动态响应迟缓。从操纵优化的观点出发，考虑两种减压的优点，将两种控制变量有机地结合，形成蒸气减压的双重控制系统。

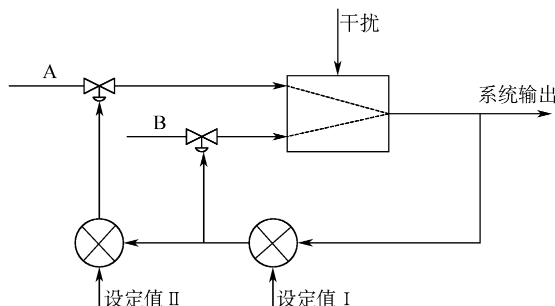


图 6-62　双重控制系统结构原理图

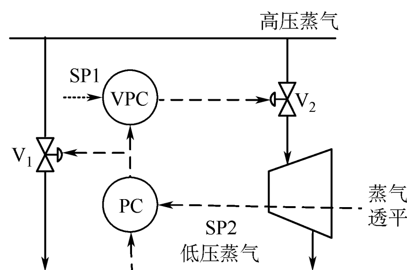


图 6-63　蒸气减压系统的双重控制



系统中 VPC 是阀位控制器，PC 是低压侧压力控制器。正常工况下，大量蒸气经蒸气透平减压，既回收能量又达到减压的目的。控制阀 V_1 的开度处于快速响应条件下尽可能小的开度(10% 开度)。当蒸气用量变化，在 PC 出现偏差的开始，主要通过动态响应快速的操纵变量(控制阀 V_1)来迅速消除偏差。同时，通过阀位控制器 VPC 逐渐改变控制阀 V_2 的开度，使控制阀 V_1 平缓地恢复到原来的设定开度。双重控制系统既能迅速消除偏差，又能最终恢复到较好的静态性能指标。

双重控制系统的结构框图如图 6-64 所示。

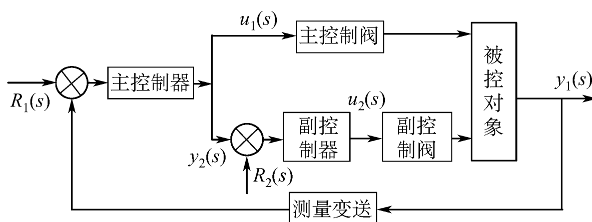


图 6-64　双重控制系统的结构框图

双重控制系统使用一个变送器、两个控制器及两个控制阀。与串级控制系统相比，双重控制系统主控制器的输出作为副控制器的测量，串级控制系统主控制器的输出作为副控制器的设定。串级控制系统中两个控制回路是串联的，双重控制系统中两个控制回路是并联的。它们都具有“急则治标，缓则治本”的控制功能，但解决问题的方法不同。

6.9.2　双重控制系统设计

1. 主、副操纵变量的选择

双重控制系统有两个或两个以上的操纵变量，其中一个操纵变量具有较好的静态性能，工艺合理；另一个操纵变量具有较快的动态响应。因此，主操纵变量应选择具有较快动态响应的操纵变量；副操纵变量应选择具有较好静态特性的操纵变量。

2. 主、副控制器的选择

双重控制系统的主、副控制器均起定值控制作用，为消除余差，主、副控制器均选择具有积分作用的控制器。对主控制器为加速对象的响应，可适当加入微分；对于副控制器，由于起缓慢调节作用，也可采用纯积分的控制器。

3. 控制器参数整定

双重控制系统中，主控制器参数整定与快速响应控制系统类似；副控制器参数整定以缓慢变化不造成对系统大扰动为目的。

6.9.3　双重控制系统的 Simulink 仿真

对图 6-63 所示的蒸气减压双重控制系统，原理框图如图 6-64 所示，其等效框图如图 6-65 所示。

图中，$G_{01}(s)$是响应快的广义对象传递函数，假设 $G_{01}(s)=5/(s+1)(3s+1)$；$G_{02}(s)$是响应慢的广义对象传递函数，假设 $G_{02}(s)=5/(s+1)(3s+1)(60s+1)(120s+1)$；$G_{c1}(s)$是主控制器的传递函数，为消除余差，且加速对象的响应，选择为 PID 控制器。若按常规 PID 参数整定有 $K_P=0.89$、$T_I=1.5$、$T_D=0.375$，对应的阶跃响应曲线如图 6-66a 所示。将比例值适当增大些，积分作用快些，最优参数整定为 $K_P=1.3$、$T_I=2$、$T_D=0.3$，对应的阶跃响应曲线如图 6-66b 所示，系统的超调量小于 21%，调节时间小于 5s。



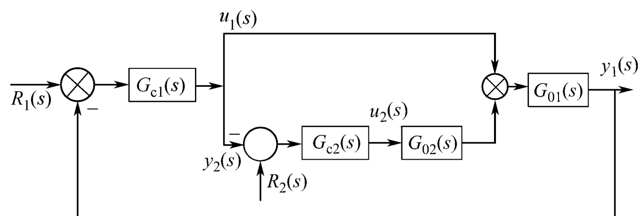
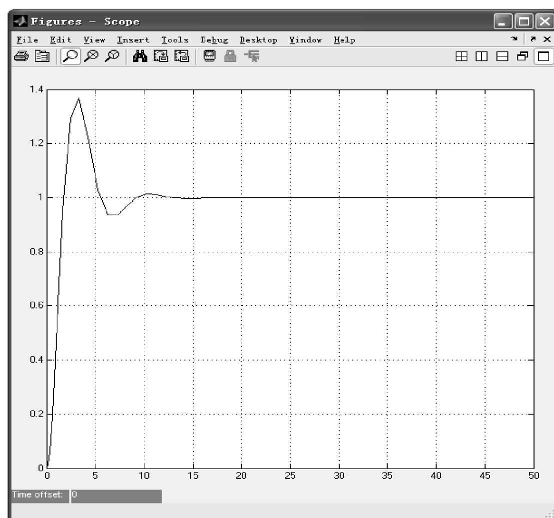
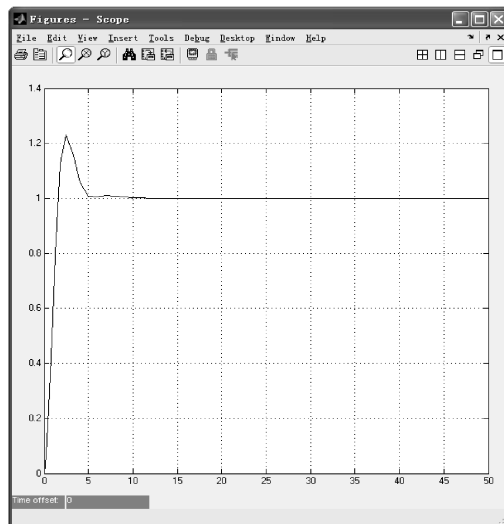


图 6-65　双重控制系统的等效框图



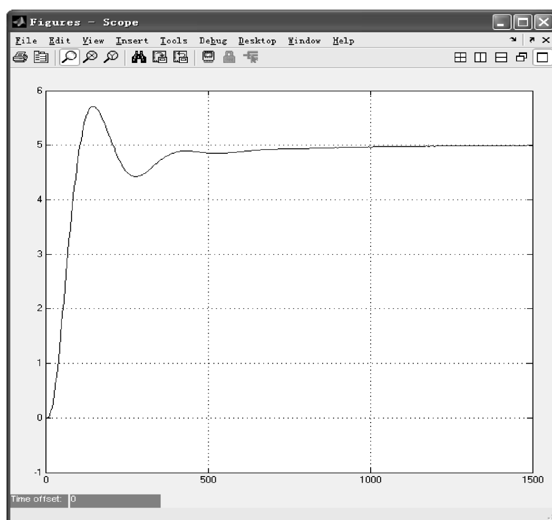
a)



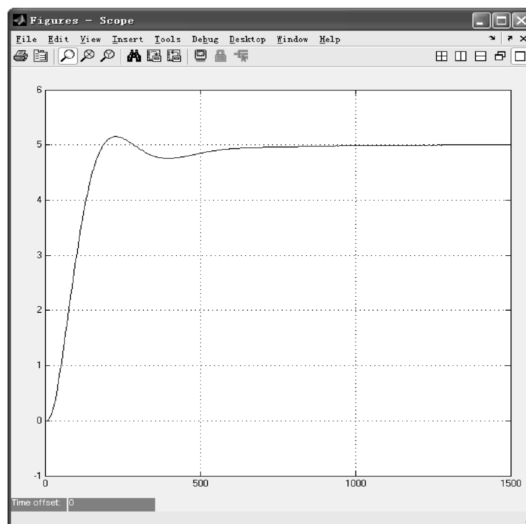
b)

图 6-66　主控制回路的阶跃响应

$G_{c2}(s)$是副控制器的传递函数，副控制器对系统起缓慢调节作用，选择为 PI 控制器，常规 PI 控制器参数为 $K_P=0.8$、$T_I=375$，对应阶跃响应曲线如图 6-67a 所示。比例值小些，



a)



b)

图 6-67　副控制回路的阶跃响应

积分作用慢些，最优参数整定为 $K_P = 0.4$、$T_I = 500$，对应的阶跃响应曲线如图 6-67b 所示，系统的超调量小于 5%，调节时间大约为 500s。

双重控制系统的 Simulink 仿真框图如图 6-68 所示。

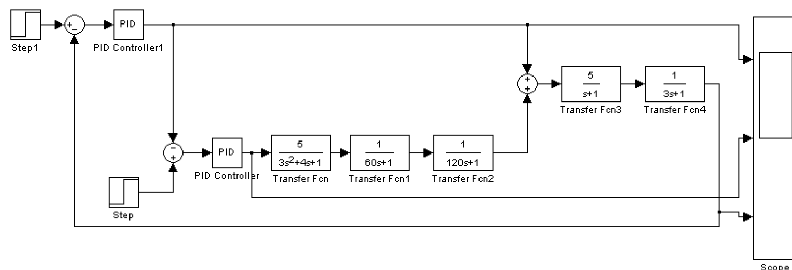


图 6-68　双重控制系统的 Simulink 仿真框图

系统在设定值为 1200 时，系统的响应曲线如图 6-69 所示，依次为主控制器输出、副控制器输出和系统输出。

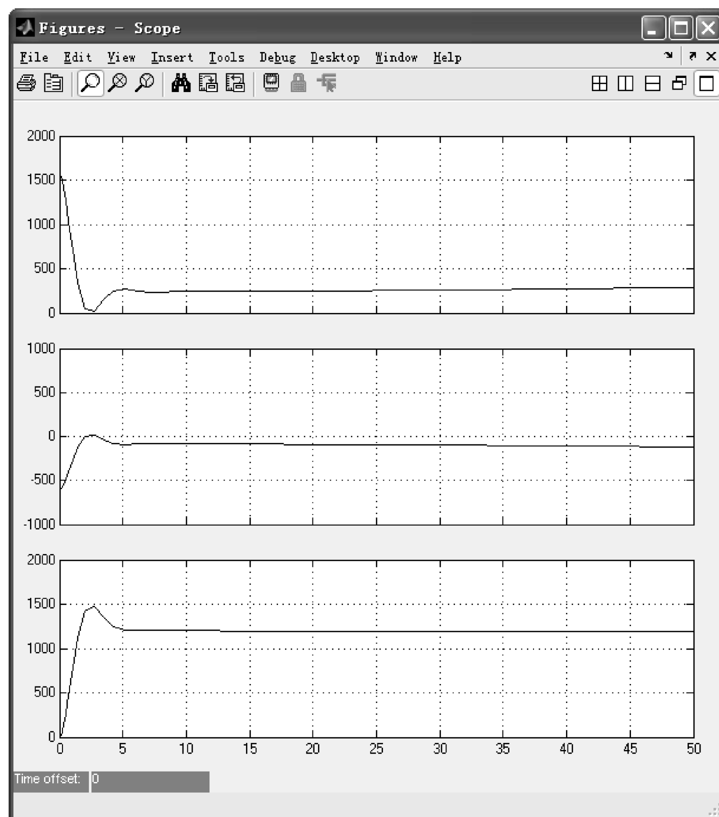
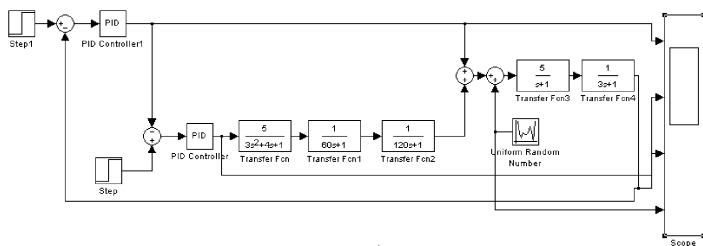


图 6-69　系统的响应曲线

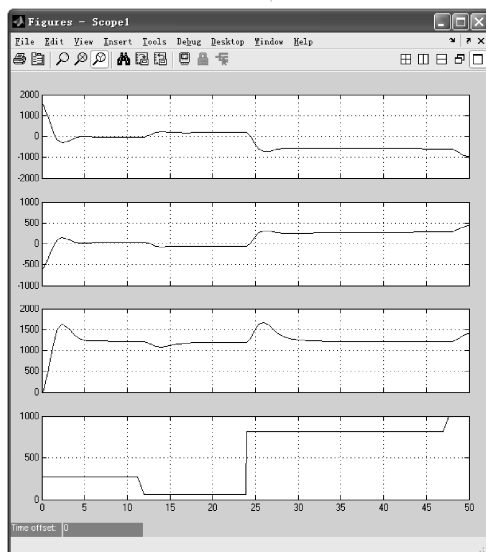
若在系统的主被控对象端施加 100% 的干扰信号，系统的仿真框图及响应曲线如图 6-70 所示，依次为主控制器输出、副控制器输出、系统输出和扰动信号。

从图 6-69 和图 6-70 可以看到，双重控制系统既能迅速消除偏差，又能得到较好的静态特性。并且在干扰出现时，主控制器迅速消除偏差，副控制器使输出又恢复到原来的设定值。





a)



b)

图 6-70　干扰作用下系统的响应曲线

a）仿真框图　b）干扰作用下响应曲线

在食品加工、化工等行业常采用喷雾干燥的方法干燥产品，喷雾干燥过程如图 6-71 所示。浆料从喷头喷淋下来，与热风接触换热，进料被干燥并从干燥塔底部排出，干燥的程度由出口温度来控制。为了获得高精度的温度控制同时又尽可能地节省蒸气的消耗，喷雾干燥过程采用双重控制。

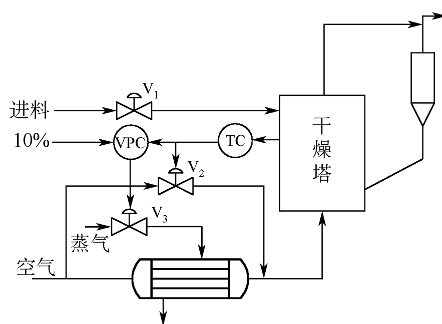


图 6-71　喷雾干燥过程的双重控制系统

V_1 是进料量控制阀，它受前工序来料的影响，一般是不能控制的；V_2 是旁路冷风量控制阀，它具有快速响应特性，但经济性较差；V_3 是蒸气流量控制阀，它具有工艺合理的优点，但动态特性变化缓慢。综合各自的优点及缺点，选择旁路风量和蒸气流量两个操纵变量，构成双重控制系统。当干燥塔温度偏离要求值较大时，先采用改变旁路风量，使温度快速回到设定值，同时作为 VPC 的测量信号，逐渐改变蒸气流量，以保证系统的稳态性能。

假设旁路风量的广义对象传递函数为 $G_{01}(s)=3e^{-3s}/(6s+1)(3s+1)$，蒸气流量的广义对象传递函数为 $G_{02}(s)=5e^{-15s}/(60s+1)^2(120s+1)$。作为主控制的风量控制器，为消除余差，且加速对象的响应，选择为 PID 控制器。为达到快速响应目的，比例值可适当大些，积

分作用快些，最优参数整定为 $K_P = 0.88$、$T_I = 18$、$T_D = 2.12$，对应的阶跃响应曲线如图 6-72 所示，系统的超调量小于 20%，调节时间小于 35s。

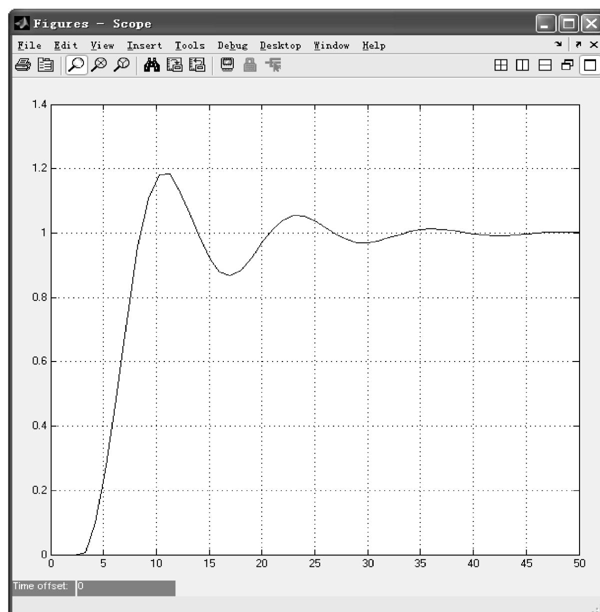


图 6-72　风量控制回路的阶跃响应

蒸气流量控制器作为副控制器，为消除稳态误差，采用 PI 控制。为使副控制器对系统起缓慢调节作用，则比例值小些，积分作用慢些，最优参数整定为 $K_P = 0.28$、$T_I = 900$，系统的阶跃响应曲线如图 6-73 所示，系统的超调量小于 10%，调节时间小于 780s。

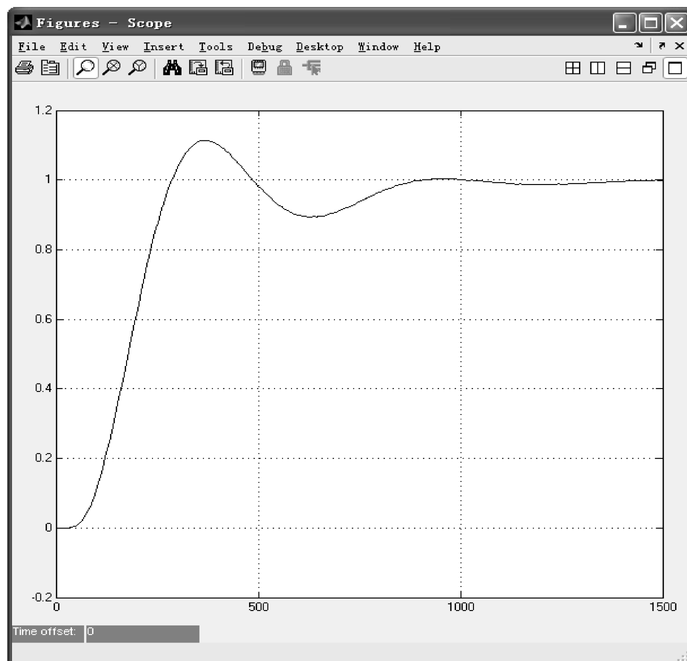


图 6-73　蒸气流量控制回路的阶跃响应



双重控制系统的 Simulink 仿真框图如图 6-74 所示。

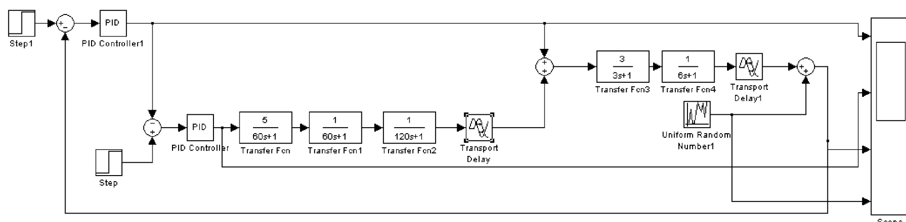


图 6-74　双重控制系统的 Simulink 仿真框图

系统在设定值为 1，并在输出端施加 50% 的随机干扰信号时，响应曲线如图 6-75 所示，依次为主控制器输出、副控制器输出、系统输出和随机扰动信号。

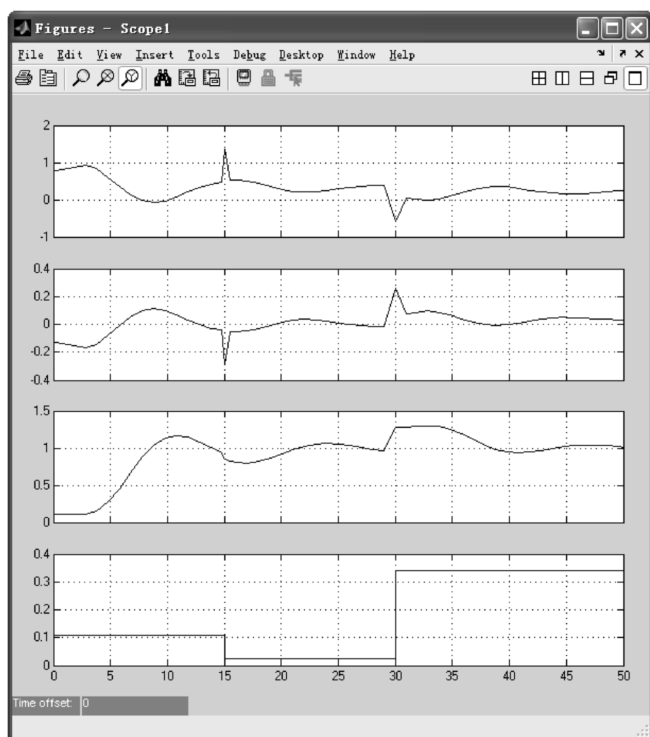


图 6-75　双重控制系统的响应曲线

在双重控制系统中，先用主控制器的调节作用，将主被控变量尽快恢复到设定值，保证系统有良好的动态特性。在偏差减小的同时，又充分发挥副控制器的作用，从根本上消除偏差，使副被控变量恢复到给定值，使系统具有较好的静态性能。双重控制较好地解决了动静态矛盾，达到了操作优化的目标。

6.10　应用实例

前面已介绍了各种控制方案，有简单控制、串级控制、比值控制、均匀控制、分程控制、选择性控制、双重控制等，实际系统可能是上面的某一种控制，也可能是几种控制的组合。

6.10.1　间歇式生产化学反应的分程控制

在某些间歇式生产化学反应过程中，当反应物投入设备后，为了使其达到反应温度，往往在反应开始前需要给它提供一定的热量。一旦达到反应温度后，就会随着化学反应的进行不断释放出热量，这些热量如不及时移走，反应就会越来越激烈，以致会有爆炸的危险。因此对于这种间歇式化学反应器既要考虑反应前的预热问题，又要考虑反应过程中及时移走反应热的问题。为此，设计了如图 6-76 所示的分程控制系统。

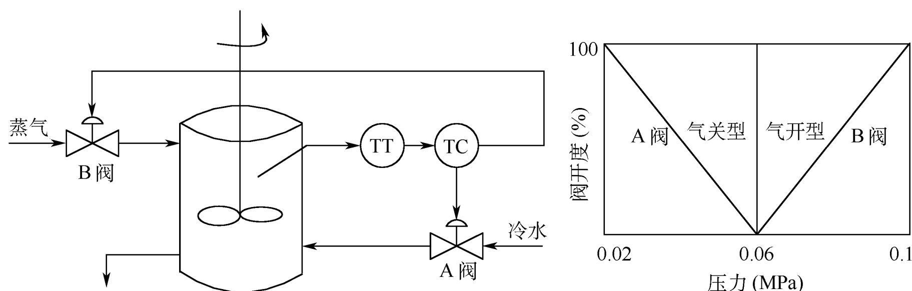


图 6-76　间歇式化学反应器分程控制系统图

分程控制系统中温度调节器的作用方式选择反作用，冷水调节阀选择气关式(A 阀)，蒸气调节阀选择气开式(B 阀)。该系统工作过程如下：在进行化学反应前的升温阶段，由于温度测量值小于给定值，因此调节器输出增大，B 阀开大，A 阀关闭，即蒸气阀开、冷水阀关，以便使反应器温度升高。当温度达到反应温度时，化学反应发生，于是就有热量放出，反应物的温度逐渐提高。当温度升高使测量值大于给定值时，调节器输出将减小(由于调节器是反作用)。随着调节器输出的减小，B 阀将逐渐关小乃至完全关闭，而 A 阀则逐渐打开。这时反应器夹套中流过的将不再是热水而是冷水。这样一来，反应所产生的热量就被冷水所带走，从而达到维持反应器温度为恒定的目的。

6.10.2　精馏过程中冷凝器的选择性控制系统

图 6-77 所示为精馏塔控制系统的一部分。来自精馏塔塔顶的物料蒸气在进入冷凝器后被冷凝为液体。冷凝液流入冷凝液贮罐，并用泵输送回塔。

正常运行条件下，全部蒸气都是可凝的。塔顶蒸气的压力可以通过改变回流量来进行控制，这里改变回流量的目的是为了调整冷凝器中冷凝液液位。

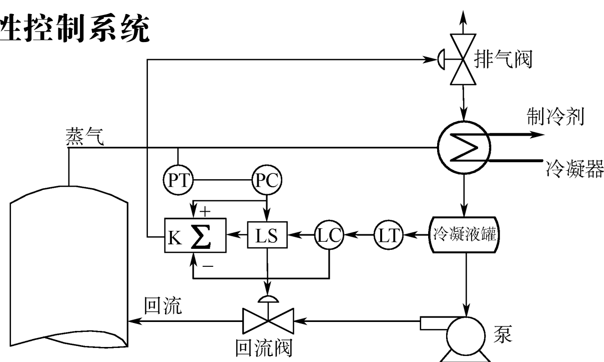


图 6-77　精馏过程中冷凝器控制系统

如果回流量减少，则液位升高，减小冷凝器中暴露于蒸气中的传热表面积使冷凝量减小蒸气压力上升。在此期间，回流罐液位升高，液位控制器产生高输出信号，但是这个信号不会被低值选择器选中。此时，送给减法器的两个信号相等，减法器输出至排气阀的信号为零，相应地，排气阀应处于全关状态。

如有不凝气体在冷凝器中积累起来，压力就会升高。压力控制器将加大回流量，但可能



冷凝器中的液体抽完，压力仍然降不下来。这时为了避免抽空冷凝贮罐和气蚀回泵，液位控制器必须替代压力控制器控制回流量。对于已经空了的冷凝器，只能依靠排出不凝气体来降低压力。需要将调节器的输出从一个阀门切换到另一个阀上去。

在图 6-77 所示的系统中，当选择液位控制器控制回流量时，压力控制就被平稳地切换到排气阀上。在切换点，送给减法器的两个输入信号开始有所不同，产生一个打开排气阀的信号。压力控制器的输出以排气阀代替了控制回流阀。压力控制器参数应当在它控制回流量时进行整定。当它控制排气阀时，可以通过调整减法器通道系数 K 的方法重新加以调整。

液位控制器需要有外部反馈以防积分饱和，但压力控制器没有这个必要，因为不论通过哪一个阀门进行控制，它的回路总是闭合的。

6.10.3 甲烷转化反应中的比值控制及比值报警系统

为保证甲烷的转化率，要求天然气、蒸气和空气保持一定比值，即 1∶3∶1.4。并且当蒸气和天然气的比值低于 2.9 时，将出现析碳现象；当空气和天然气的比值高于 1.5 时，会出现氢氮比失调，需要报警。为此，构成以蒸气为主动量，以天然气和空气为从动量的双闭环比值控制并且带报警的系统，如图 6-78 所示。

系统中天然气与蒸气的比值 $K_1=1/3$，空气与蒸气的比值 $K_2=1.4/3$，蒸气与天然气比值的低限信号设定值为 I_{Lr}，空气与天然气比值的高限信号设定值为 I_{Hr}。

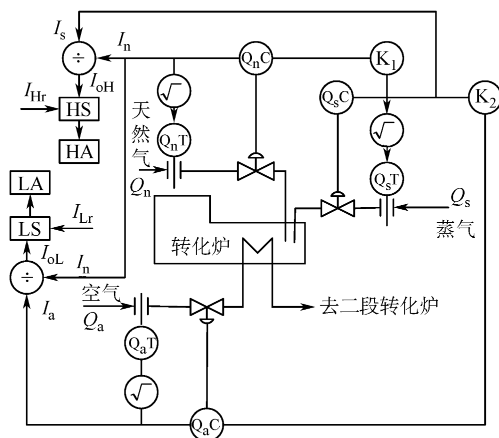


图 6-78　甲烷转化反应中的比值控制及比值报警系统

6.10.4 隧道窑炉的串级及比值控制系统

隧道窑炉烧成带的温度是工艺要求的主要控制指标，系统中煤气的流量作为操纵变量，煤气的压力波动作为主要干扰，系统构成烧成带温度为主变量，煤气流量为副变量的串级控制系统；同时考虑节能和环保，工艺上要求在燃烧过程中，煤气与助燃空气的流量比值为1∶1.05。为此，在原串级控制系统的基础上，增加以煤气流量为主动量，助燃空气流量为从动量的比值控制系统，构成隧道窑炉的串级及比值控制系统，如图 6-79 所示。

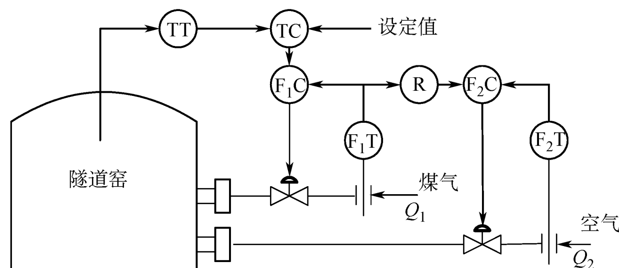
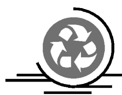


图 6-79　隧道窑炉的串级及比值控制系统



6.10.5　加热炉的安全联锁保护系统

工业生产过程中有时会出现一般自动控制系统无法适应的情况，当工艺过程出现异常工况且操作人员采取措施后，仍不能阻止非正常工况的继续时，有两种处理方法：一种是利用联锁保护停车，通过信号联锁作用，迅速切断产生不正常情况的来源，同时自动启动备用设备，防止事故扩大，避免损坏设备和危及人员安全的情况出现，保证生产过程处于安全运行状态；另一种是采用选择性控制系统。

加热炉燃烧过程中，若工艺介质流量过低或中断、烧嘴火焰熄灭和燃料管道压力过低，都会导致回火事故；而当燃料管道压力过高时又会造成脱火事故。为了防止事故，设计了联锁保护系统防止回火和温度压力选择性控制系统防止脱火。

联锁保护系统由压力调节器、温度调节器、流量变送器、火焰检测器、低选器等部分组成。当燃料管道压力高于规定的极限时，压力调节系统通过低选器取代正常工作的温度调节系统，此时出料温度无控制，自行浮动。压力调节系统投入运行保证燃料管道压力不超过规定上限。当管道压力恢复正常时，温度调节系统通过低选器投入正常运行，出料温度重新受到控制。当进料流量和燃料流量低于允许下限或火焰熄灭时，便会发出双位信号，控制电磁阀切断燃料气供给量以防回火，加热炉的安全联锁保护系统如图 6-80 所示。

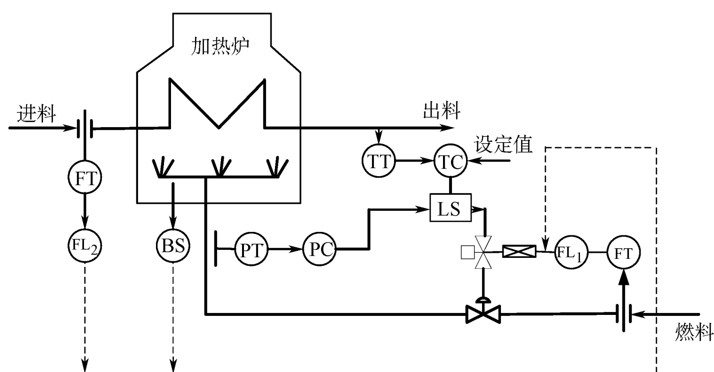


图 6-80　加热炉的安全联锁保护系统

系统中包括出口温度与控制阀阀后压力的选择性控制系统、燃料气流量过低联锁报警系统、工艺介质流量过低联锁报警系统、火焰检测控制系统。

第 7 章 补偿控制系统及 Simulink 仿真

7

7.1 前馈控制系统

7.1.1 前馈控制系统的原理和特点

反馈控制系统，无论是什么干扰引起系统被控量的变化，系统控制器均是按照偏差的大小和方向进行调节的。但是从干扰产生到被控量发生变化，以及偏差产生相应的控制作用，再由控制信号改变到被控量发生变化，都需要一定的时间。所以，反馈控制总是落后于干扰作用，导致反馈控制无法将干扰克服在被控量偏离设定值之前。对于滞后较大的被控对象来说，控制作用不及时，从而大大限制了控制质量的提高。

前馈控制是按照扰动量的变化进行控制的。其控制原理是，当系统出现干扰时，控制器就直接根据测量得到的干扰大小和方向求出相应的控制信号，以抵消或减小扰动对被控变量的影响。由于干扰发生后，在被控量还没有发生变化之前，控制器就产生了控制作用，使被控变量不发生偏差。按照这种理论构成的控制系统，称为前馈控制系统。

为说明前馈控制和反馈控制的区别及特点，以图 7-1 所示热交换器的控制为例进行分析。

1. 热交换器的反馈控制

为控制热交换器出口温度的恒定，组成如图 7-1 所示的温度反馈控制系统。当扰动(如进料流量或温度变化、蒸气压力变化等)发生后，均会影响热交换器的出口温度，使其偏离设定值，产生偏差信号。经反馈控制器运算，输出信号改变控制阀的开度，调节蒸气的流量，从而克服扰动对被控变量的影响。系统采用闭环控制方式可以克服多个扰动的影响，适应性强，但是反馈控制利用偏差纠正偏差，所以控制的及时性较差。

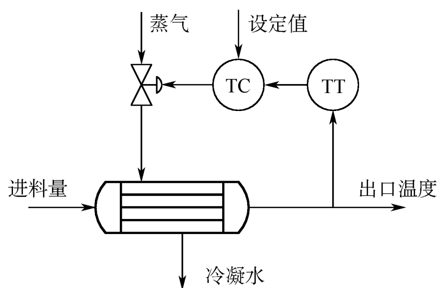


图 7-1　热交换器的反馈控制

反馈控制系统的 Simulink 仿真图如图 7-2 所示，给定信号单独作用下系统的单位阶跃响应如图 7-3a 所示，系统稳定后突加 5% 的干扰信号系统的输出响应如图 7-3b 所示，系统对干扰作用下的超调量达到 50%，动态调节时间为 2030s，控制的动态特性较差。

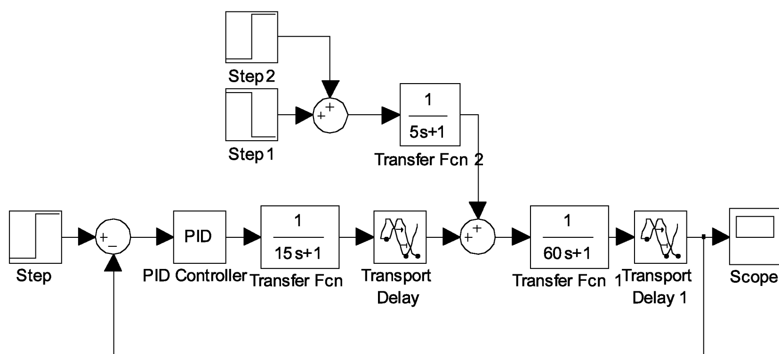
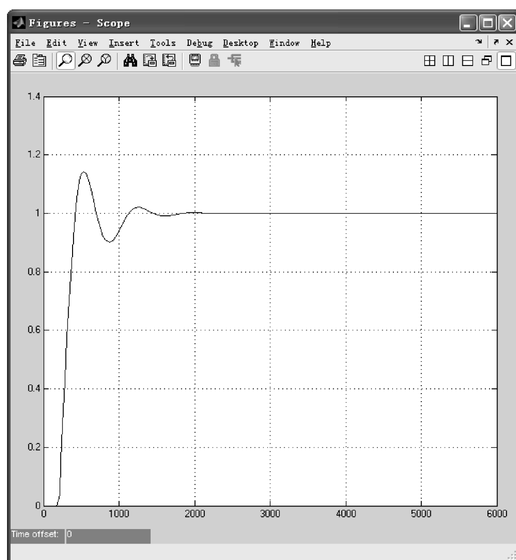
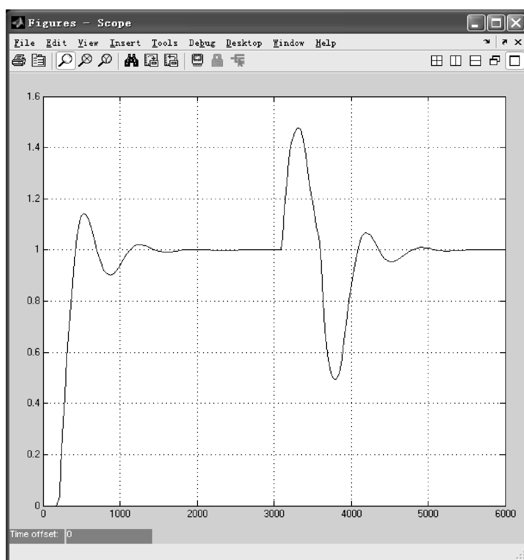


图 7-2　反馈控制系统的 Simulink 仿真图



a)



b)

图 7-3　系统的单位阶跃响应曲线

a）给定值单独作用　b）给定值和扰动同时作用

2. 热交换器的前馈控制

如果系统的进料流量是影响被控变量的主要扰动，采用如图 7-1 所示的反馈控制系统，系统可能出现较大的动态偏差。为此，构成如图 7-4 所示的前馈控制，即将原料流量作为测量信号。当原料流量增加时，出口温度下降，通过前馈控制器将蒸气控制阀打开，使出口温度上升。如果前馈控制器的控制规律合适，可以使出口温度保持不变。这样，在扰动尚未影响到被控变量前，系统就提前调节以补偿扰动对被控变量的影响。前馈控制根据扰动进行调节，采用开环控制方式，控制器的输入信号只有一个变量，即扰动量，只能克服某一特定扰动的影响，不能保证被控变量没有偏差。另外，如果扰动不可测量就不能采用前馈控制。

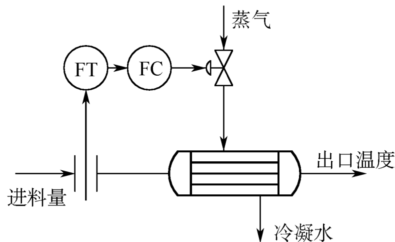


图 7-4　热交换器的前馈控制



图 7-5 所示为换热器前馈控制系统的框图。

图 7-5 中，$G_0(s)$为前馈控制广义对象的传递函数，$G_d(s)$为干扰通道的传递函数，$G_{ff}(s)$为前馈控制器的传递函数，$N(s)$为扰动信号，$Y(s)$为系统的输出量。

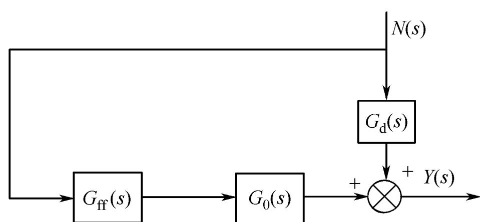


图 7-5　换热器前馈控制系统的框图

系统在扰动作用下的输出量为

$$Y(s)=G_d(s)N(s)+G_{ff}(s)G_0(s)N(s) \tag{7-1}$$

系统对干扰实现完全补偿(即干扰对被控变量无影响)的条件为

$$G_d(s)+G_{ff}(s)G_0(s)=0 \tag{7-2}$$

由式(7-2)得到前馈控制器的传递函数为

$$G_{ff}(s)=-\frac{G_d(s)}{G_0(s)} \tag{7-3}$$

当广义对象的传递函数 $G_0(s)$和干扰通道的传递函数 $G_d(s)$已知时，根据式(7-3)可得到前馈控制器的控制规律算式。如果该算式可以精确实现，则系统干扰对被控变量没有影响，系统实现了完全补偿。但是，实际上完全补偿几乎是难以做到的，因为要准确地确定过程扰动通道的传递函数 $G_d(s)$及广义被控对象的传递函数 $G_0(s)$均是不容易的，而且被控对象中常常包含非线性特性、生产过程中可能有多个扰动等，导致前馈控制器的传递函数 $G_{ff}(s)$难以准确，即使前馈控制器模型能准确求出，工程上也难以实现。例如 $G_0(s)=\mathrm{e}^{-30s}/(15s+1)$，$G_d(s)=1/5s+1$，则 $G_{ff}(s)=-G_d(s)/G_0(s)=-(15s+1)\mathrm{e}^{30s}/(5s+1)$，前馈控制器为一超前装置，工程上很难实现。

7.1.2　前馈控制系统的基本结构

1. 静态前馈控制系统

所谓静态前馈控制指过程控制系统只需要在稳态工况下实现对干扰量的补偿(系统在稳态工况下被控量与扰动无关，即$\lim\limits_{t\to\infty}y_n(t)=0$)或被控对象过程的干扰通道和控制通道的动态特性相接近时，前馈控制器的输出信号仅仅是输入(干扰)信号大小的函数，与时间无关。静态前馈控制系统的控制规律为

$$G_{ff}(s)=-\frac{G_d(s)}{G_0(s)}=-\frac{K_d}{K_0}=-K_{ff} \tag{7-4}$$

静态前馈控制器为一个比例控制器，它是前馈控制模型中最简单的形式。静态前馈控制类似于单闭环比值控制，当原料流量(扰动)变化时，检测变送的流量信号乘以比值系数 K_{ff} 作为另一个流量控制阀的开度信号或设定值。

2. 动态前馈控制系统

所谓动态前馈控制是控制作用力求在任何时刻均实现对干扰的补偿，即通过合适的前馈控制器的选择，使干扰经过前馈控制器至被控量这一通道的动态特性与对象干扰通道的动态特性完全一致，并使它们的符号相反，从而达到控制作用完全补偿干扰对被控变量的影响。前馈控制器的传递函数为

$$G_{ff}(s) = -\frac{G_d(s)}{G_0(s)} \tag{7-5}$$

动态前馈控制方案虽然能显著地提高系统的控制品质，但结构往往比较复杂，需要专门的控制装置，系统运行、参数整定也比较困难。因此，只有当工艺上对控制精度要求很高，其他控制方案难以满足且存在一个“可测不可控”的主要扰动时，才考虑使用动态前馈控制方案。

为了避免对扰动通道及控制通道数学模型的过分依赖，且便于前馈控制器的实现及参数整定，根据实际被控过程的非周期、过阻尼特性，动态前馈控制器系统常设计为如下典型的控制规律：

$$G_{ff}(s) = -K_{ff}\frac{T_d s+1}{T_p s+1} \tag{7-6}$$

式中　K_{ff}——静态前馈系数；

T_p——控制通道时间常数；

T_d——扰动通道时间常数。

3. 前馈-反馈复合控制系统

前馈控制属于开环控制，不存在对被控变量的反馈，即对补偿效果没有检验的手段，这样前馈控制无法做到最终消除偏差。其次，实际系统可能存在着多个干扰，为了补偿各个干扰对被控变量的影响，势必要设计多个前馈控制通道，这样做显然增加了投资费用和设备维护工作量。此外，前馈控制的控制精度也受到多种因素的限制，因此一个事先设计的前馈控制系统难以获得良好的控制质量。为此，将前馈控制和反馈控制结合起来，构成了前馈-反馈复合控制系统。它既可发挥前馈控制及时克服主要扰动对被控变量影响的优点，又保持了反馈控制能克服多个扰动对被控变量影响的长处，同时它可以降低系统对前馈控制器的苛刻要求，使其在工程上更易于实现。

热交换器为被控对象，当进料量为主扰动量时，出口温度为被控变量的前馈-反馈控制系统，如图 7-6 所示。

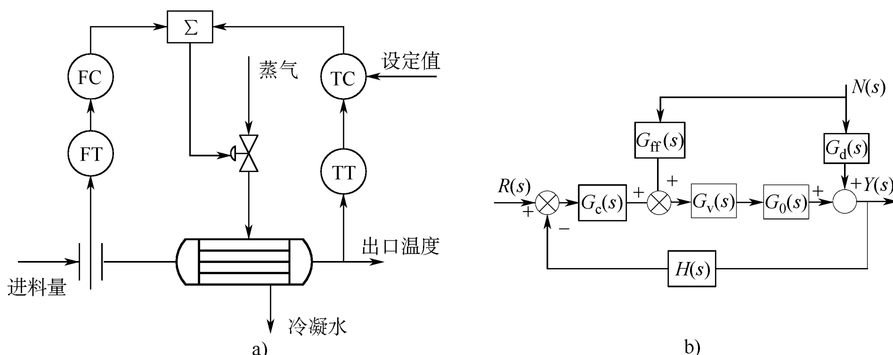


图 7-6　热交换器前馈-反馈控制系统

a）热交换器前馈-反馈控制原理图　b）前馈-反馈控制框图

由图 7-6 可知，系统在扰动 $N(s)$ 作用下的输出为

$$Y(s) = \frac{G_{ff}(s)G_v(s)G_0(s) + G_d(s)}{1 + H(s)G_c(s)G_v(s)G_0(s)}N(s) \tag{7-7}$$



实现扰动信号对输出量完全补偿的条件为

$$G_{\mathrm{ff}}(s)=-\frac{G_{\mathrm{d}}(s)}{G_{\mathrm{v}}(s)G_{0}(s)}=-\frac{G_{\mathrm{d}}(s)}{G_{0}'(s)} \tag{7-8}$$

由式(7-8)可知，从实现对主要扰动的完全补偿条件来看，无论采用单纯的前馈控制，还是采用前馈-反馈控制，其前馈控制器的特性不会因为增加了反馈而改变。但是，与单独的反馈控制相比，前馈-反馈控制既可实现控制精度的提高，又能保证系统的稳定性。系统的稳定性由其分母多项式决定，与前馈控制器无关，在一定程度上解决了系统稳定性与控制精度之间的矛盾。

4. 前馈-串级控制系统

热交换器的前馈-反馈控制系统中，前馈控制器的输出与反馈控制器的输出叠加后直接作用在控制阀上。由于前馈控制是一种开环控制方式，为了保证控制系统的精度，对控制阀提出了严格的要求，希望其灵敏、线性和尽可能小的滞环。此外，还要求控制阀前后的压差恒定。为解决上述问题，可在系统中再增加一个蒸气流量的控制回路，构成如图 7-7 所示的前馈-串级控制系统。

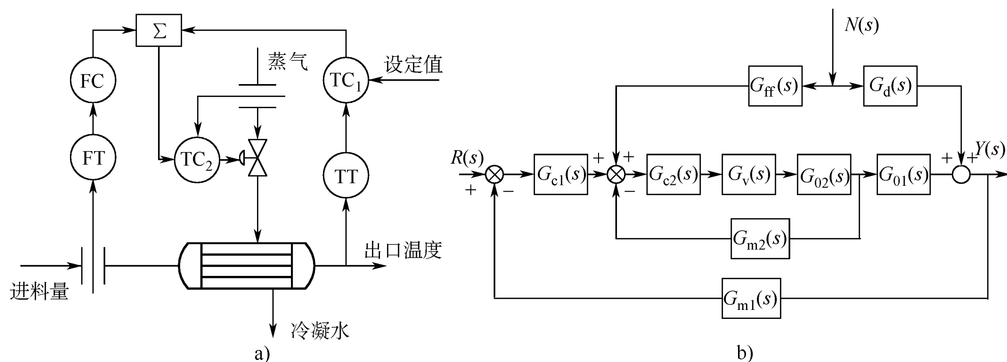


图 7-7 热交换器前馈-串级控制系统

a）热交换器前馈-串级控制原理图 b）前馈-串级控制框图

系统输出 $Y(s)$ 与干扰 $N(s)$ 之间的传递函数为

$$\begin{aligned}\frac{Y(s)}{N(s)}&=\frac{G_{\mathrm{ff}}(s)G_{\mathrm{c2}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)G_{02}(s)G_{01}(s)+G_{\mathrm{d}}(s)[1+G_{\mathrm{c2}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)G_{02}(s)G_{\mathrm{m2}}(s)]}{1+G_{\mathrm{c2}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)G_{02}(s)G_{\mathrm{m2}}(s)+G_{\mathrm{c1}}(s)G_{\mathrm{c2}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)G_{01}(s)G_{02}(s)G_{\mathrm{m1}}(s)}\\&=\frac{G_{\mathrm{ff}}(s)G_{01}(s)\dfrac{G_{\mathrm{c2}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)G_{02}(s)}{1+G_{\mathrm{c2}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)G_{02}(s)G_{\mathrm{m2}}(s)}+G_{\mathrm{d}}(s)}{1+G_{\mathrm{c1}}(s)G_{01}(s)G_{\mathrm{m1}}(s)\dfrac{G_{\mathrm{c2}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)G_{02}(s)}{1+G_{\mathrm{c2}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)G_{02}(s)G_{\mathrm{m2}}(s)}}\end{aligned} \tag{7-9}$$

在串级控制系统中，当副回路工作频率高于主回路工作频率 10 倍时，即副回路等效时间常数比主回路的时间常数约小 9/10，则副回路的传递函数可近似为

$$\frac{G_{\mathrm{c2}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)G_{02}(s)}{1+G_{\mathrm{c2}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)G_{02}(s)G_{\mathrm{m2}}(s)}\approx 1 \tag{7-10}$$

将式(7-10)代入式(7-9)得系统对干扰的全补偿条件，即前馈控制器的传递函数为

$$G_{\mathrm{ff}}(s)=-\frac{G_{\mathrm{d}}(s)}{G_{01}(s)} \tag{7-11}$$

由此可见，无论哪种形式的前馈控制系统，要实现系统对干扰的完全补偿，其前馈控制器的传递函数形式是一样的，均可表示为对象的干扰通道与控制通道的特性之比。

7.2　前馈控制系统的设计

7.2.1　前馈控制系统可实现的条件

前馈控制系统具有其自身的特点和优势，但在实际使用中首先需要遵循以下原则：

1）实现前馈控制的必要条件是系统的扰动信号为“可测及不可控性”。这里的“可测”指扰动信号可以通过测量变送器，在线地将其转换为前馈补偿器所能接受的信号；而“不可控”指这些扰动量难以或不允许通过专门的控制回路予以控制，如生产中的负荷等。

2）扰动量变化频繁且幅值较大。若扰动量的幅值相当大，单独的反馈控制作用可能产生较大的动态偏差。因此，对幅值变化大的扰动可采用前馈控制加以补偿。

3）扰动对被控变量影响显著、反馈控制难以及时克服且过程对控制精度要求又较高的系统。

4）系统控制通道的滞后太大或干扰通道的时间常数较小。

7.2.2　前馈控制器的实施

由前面的讨论可知，前馈控制器的传递函数均决定于对象干扰通道和控制通道的特性。而要实现对干扰的完全补偿，必须十分精确的知道对象干扰通道和控制通道的特性，这在工业过程中是十分困难的，也是不现实的。实践证明，大部分工业过程都具有非周期与过阻尼特性，常常可表示为一阶或二阶加纯滞后环节。假定系统控制通道的传递函数为

$$G_0(s)=\frac{K_1}{T_1s+1}e^{-\tau_1 s}$$

干扰通道的传递函数为

$$G_d(s)=\frac{K_2}{T_2s+1}e^{-\tau_2 s}$$

则前馈控制器的传递函数可有如下形式：

$$G_{ff}(s)=-\frac{G_d(s)}{G_0(s)}=\frac{\dfrac{K_2}{T_2s+1}e^{-\tau_2 s}}{\dfrac{K_1}{T_1s+1}e^{-\tau_1 s}}=-\frac{K_2}{K_1}\frac{T_1s+1}{T_2s+1}e^{-(\tau_2-\tau_1)s}=-K_{ff}\frac{T_1s+1}{T_2s+1}e^{-\tau s} \qquad (7\text{-}12)$$

式中　$K_{ff}=\dfrac{K_2}{K_1}$；

$\tau=\tau_2-\tau_1$。

当 $\tau_1=\tau_2$ 时，式(7-12)可写为

$$G_{ff}(s)==-K_{ff}\frac{T_1s+1}{T_2s+1} \qquad (7\text{-}13)$$

在式(7-13)中，若 $T_1=T_2$，则前馈控制器为



$$G_{ff}(s) = = -K_{ff} \tag{7-14}$$

常用的前馈控制器有如下三种：

1. 静态型前馈控制器

静态前馈就是不考虑干扰作用被控变量的动态过程，仅保证系统在稳态的补偿作用。静态型前馈控制器的传递函数为 $G_{ff}(s) = = -K_{ff}$，具有比例特性，实施起来比较容易，K_{ff}为对象干扰通道与控制通道的静态放大系数之比。当干扰通道与控制通道的动态特性比较相近时，静态前馈控制可以达到好的控制效果。

2. 一阶超前-滞后动态前馈控制器

一阶超前-滞后动态前馈控制器的传递函数为

$$G_{ff}(s) = = -K_{ff}\frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}$$

系统的单位阶跃响应表达式为

$$g_{ff}(t) = -K_{ff}\left(1 - \frac{T_2 - T_1}{T_2}e^{-t/T_2}\right) \tag{7-15}$$

系统的响应曲线如图 7-8 所示。当 $T_1 > T_2$ 时，前馈补偿具有超前性质，即微分特性，适合于控制通道滞后大于干扰通道滞后的场合；当 $T_1 < T_2$ 时，前馈补偿具有滞后性质，即反微分特性，适合于控制通道滞后小于干扰通道滞后的场合。

一阶超前-滞后动态前馈控制器的实现框图 7-9 所示。

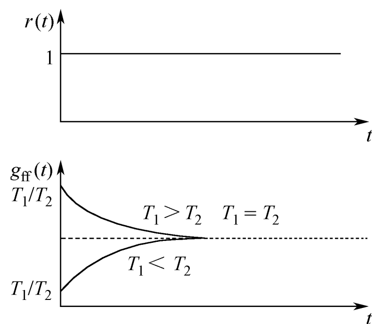


图 7-8　超前-滞后动态前馈控制器单位阶跃响应曲线

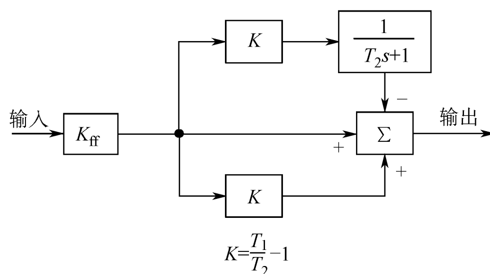


图 7-9　一阶超前-滞后动态前馈控制器的实现框图

3. 具有纯滞后的超前-滞后动态前馈控制器

具有纯滞后的超前-滞后动态前馈控制器的传递函数为

$$G_{ff}(s) = -K_{ff}\frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1}e^{-\tau s} \tag{7-16}$$

7.2.3　前馈控制系统的参数整定

前馈控制器参数的整定取决于被控对象的特性和扰动通道的特性，若模型确定则控制器参数也就确定了。但是，由于特性建模的精度、测试工况与在线工况的差异，以及前馈控制装置的精度等，使得控制效果并不那么理想。因此，必须对前馈控制器参数进行在线整定。

目前在实际系统中，应用较为广泛的是前馈-反馈控制方式，反馈控制可保证系统的最

终控制精度，并且可以降低对前馈控制的要求，使前馈控制器可以选择比较简单的形式和动态特性。同时又可采用前馈控制来抵消一些主要干扰，减轻了反馈控制的负担，使被控量不致出现过大的动态偏差。在整定前馈-反馈控制系统时，反馈回路和前馈控制分别整定，一般先反馈后前馈，且两者基本独立。反馈控制器按反馈控制系统整定原则进行整定，前馈控制器直接按抵消干扰对被控变量的影响来整定。

这里以前馈控制模型 $G_{ff}(s) = = -K_{ff}\dfrac{T_1 s+1}{T_2 s+1}$为例，讨论控制器参数 K_{ff}及 T_1 和 T_2的工程整定方法。

1. K_{ff}的整定

静态参数 K_{ff}是前馈控制器中最基本的参数，在工程实际中常采用开环整定法及闭环整定法。

（1）开环整定法

开环整定法是在前馈-反馈系统中将反馈回路断开，使系统处于单纯静态前馈控制状态下，施加干扰信号 $n(t)$，K_{ff}值由小逐步增大，直到系统的被控制量回到设定值，即直到系统完全补偿为止。此时，所对应的 K_{ff}值为最佳整定值。在整定过程中，应力求使系统工况稳定，减少其他干扰对被控变量的影响。

（2）闭环整定法

闭环整定法分为在前馈-反馈运行状态下和反馈运行状态下整定 K_{ff}。

1）前馈-反馈运行状态下整定 K_{ff}，整定法系统结构图如图 7-10 所示。将开关 S 闭合，使系统处于前馈-反馈运动状态，施加干扰信号，将 K_{ff}由小到大逐渐改变，直到得到满意的补偿过程为止。K_{ff}对控制过程的影响如图 7-11 所示。图 7-11a 为无前馈作用；图 7-11b 为补偿作用欠缺，此时整定的 K_{ff}值小；图 7-11c 为补偿合适，整定的 K_{ff}适当；图 7-11d K_{ff}值过大，则造成过补偿。

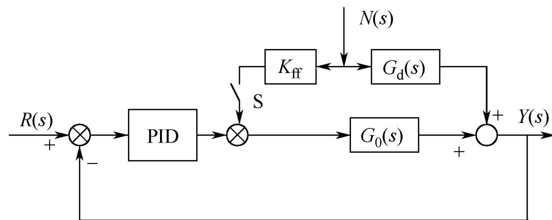


图 7-10　K_{ff}闭环整定法系统框图

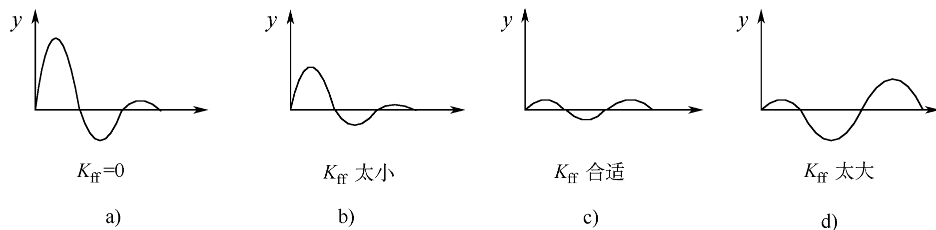


图 7-11　K_{ff}大小对控制过程的影响

假设 $G_{01}(s)=e^{-10s}/(15s+1)$、$G_{02}(s)=e^{-50s}/(60s+1)$、$G_d(s)=1/(5s+1)$，整定反馈控制器 PI 的参数为 $K_P=0.97$、$T_I=187s$，前馈-反馈运行状态下整定 K_{ff}的 Simulink 仿真框图如图 7-12 所示。

在干扰信号为单位阶跃信号时，逐步调整静态系数 K_{ff}使系统的输出响应平稳，不同 K_{ff}下系统的响应曲线如图 7-13 所示。



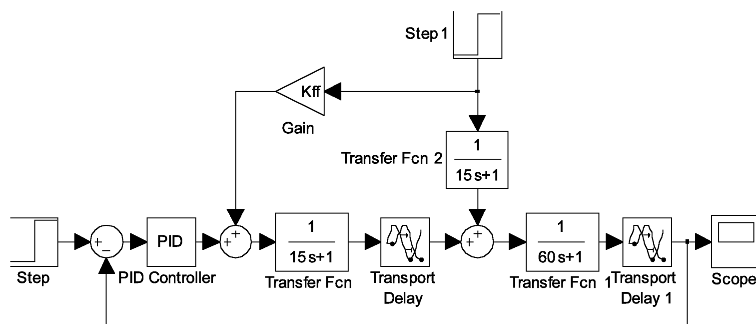
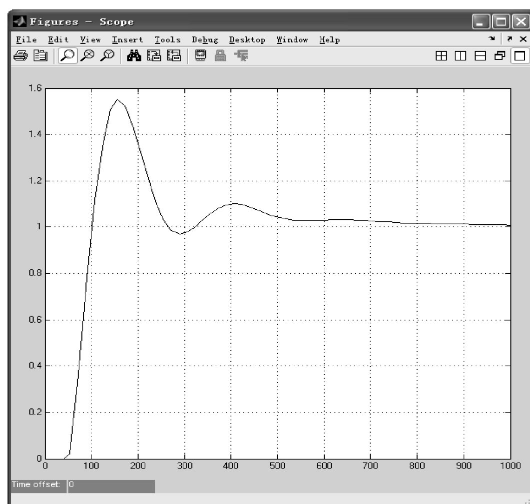
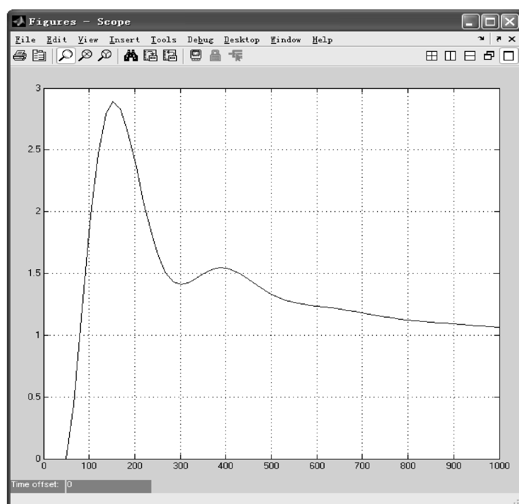


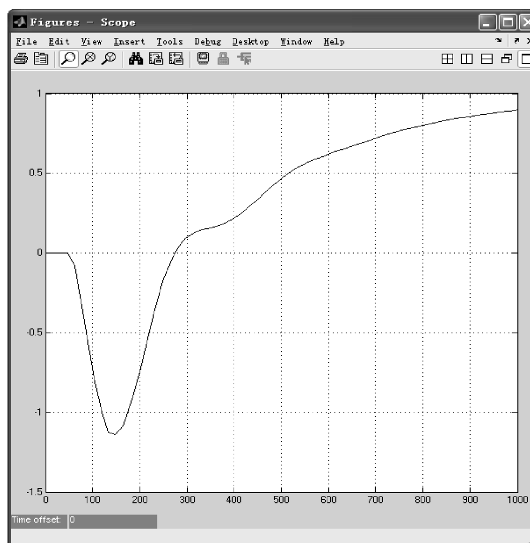
图 7-12　闭环整定 K_{ff}的 Simulink 仿真框图



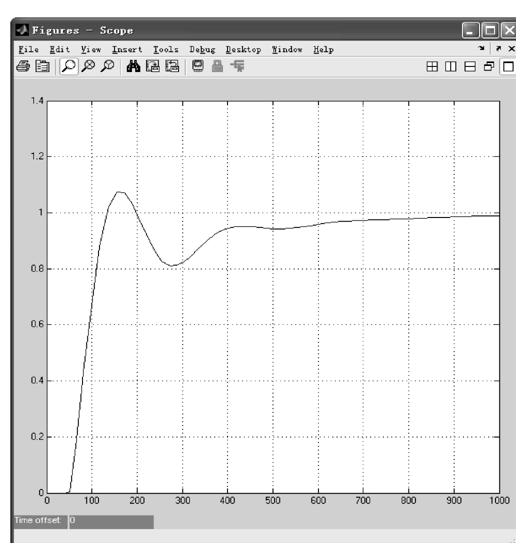
a)



b)



c)



d)

图 7-13　静态前馈系数整定过程曲线

a）PID 控制下输出（$K_{ff}=0$）　b）前馈补偿方向错误（$K_{ff}=2$）

c）前馈补偿方向正确但幅度偏大（$K_{ff}=-4$）　d）前馈补偿较佳（$K_{ff}=-0.7$）

2）反馈运行状态整定 K_{ff}，整定步骤如下：

① 将图 7-10 中的开关 S 打开，使系统处于反馈运行状态。待系统运行稳定后，记录下干扰变送器的输出 Y_{n0} 和反馈控制器的稳态输出值 Y_{c0}。

② 对干扰 n 施加一增量 Δn，等到反馈控制系统在 Δn 作用下，被控量重新回到设定值时，再记下干扰变送器的输出 Y_n 和反馈控制器的稳态输出值 Y_c。

③ 计算前馈控制器的静态放大系数 K_{ff} 为

$$K_{ff} = \frac{Y_c - Y_{c0}}{Y_n - Y_{n0}} = \frac{\Delta Y_c}{\Delta Y_n} \tag{7-17}$$

④ 将 K_{ff} 的计算值设置在前馈控制器上，合上开关。在前馈-反馈控制系统中，施加扰动 n，观测系统的响应过程。若不够理想，适当调整 K_{ff}，直到响应曲线符合要求为止。

这种整定方法需要注意两点：一是反馈控制器应具有积分作用，否则在干扰作用下无法消除被控变量的静差；二是要求系统工况尽可能稳定，以消除其他干扰的影响。

假设 $G_{01}(s) = e^{-10s}/(15s+1)$、$G_{02}(s) = e^{-50s}/(60s+1)$、$G_d(s) = 1/(5s+1)$，整定反馈控制器参数为 $K_P = 0.97$、$T_I = 187s$，反馈运行状态下整定 K_{ff} 的 Simulink 仿真框图如图 7-14 所示。

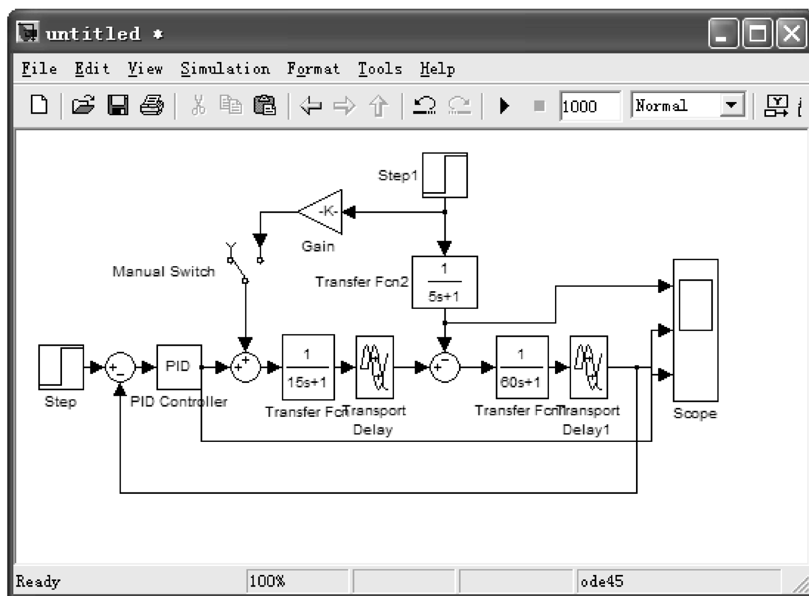


图 7-14　反馈运行状态下整定 K_{ff} 的 Simulink 仿真框图

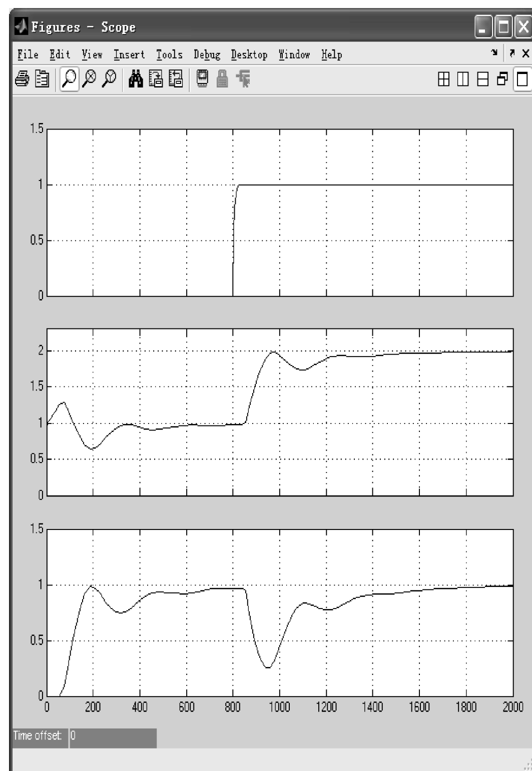
给定信号为单位阶跃，扰动信号突变时系统干扰变送器的输出曲线、反馈控制器的输出曲线和系统输出响应曲线如图 7-15 所示。

计算静态系数 $K_{ff} = (Y_c - Y_{c0})/(Y_n - Y_{n0}) = (2-1)/(1-0) = 1$，前馈-反馈系统中 $K_{ff} = 1$ 时，系统给定信号和突加干扰信号作用下的响应曲线如图 7-16 所示。

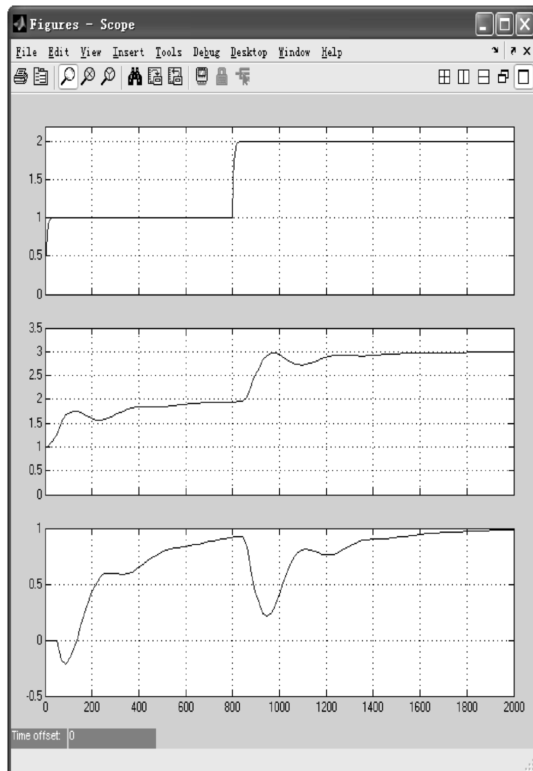
2. T_1、T_2 参数的整定

前馈控制器的动态参数整定主要途径是经验或定性分析，同时借助在线运行曲线来判断与整定 T_1、T_2 的值。





a)



b)

图 7-15　扰动突变下干扰变送器、反馈控制器和系统输出的曲线

a）干扰由 0 突变为 1 的输出曲线　b）干扰由 1 突变为 2 的输出曲线

动态参数 T_1、T_2 的值决定了系统动态特性补偿的程度，当 $T_1 > T_2$ 时，前馈控制器在动态补偿过程中起超前作用；当 $T_1 < T_2$ 时，前馈控制器在动态补偿过程中起滞后作用；当 $T_1 = T_2$ 时，动态补偿不起作用。而当 T_1 过小或 T_2 过大时，系统会产生欠补偿现象，未能有效地发挥前馈补偿的功能；当 T_1 过大或 T_2 过小时，系统会产生过补偿现象，所得到的控制效果甚至比单纯的反馈控制的品质还差；当 T_1、T_2 分别接近或等于对象控制通道和干扰通道的时间常数时，过程的控制质量最佳，此时补偿合适。

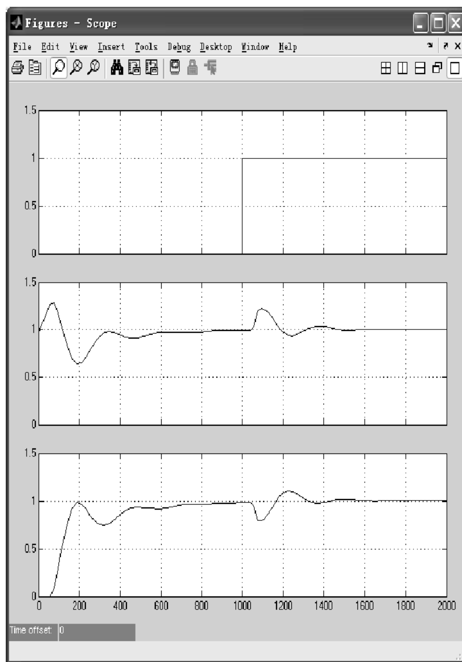


图 7-16　前馈-反馈系统输出响应曲线

由于过补偿会破坏控制过程，甚至运行到系统不能允许的地步。相反，欠补偿是寻求合理的前馈控制器动态参数的途径。欠补偿的结果总比反馈过程好一些，因此动态参数 T_1、T_2 的整定应从欠补偿开始，并逐步强化前馈作用，即增大 T_1 或减小 T_2，直到出现过补偿的趋势再略减弱前馈作用，便可获

得满意的控制效果。该整定方法实际上是看曲线调参数的经验法。

假设 $G_{01}(s)=\mathrm{e}^{-10s}/(15s+1)$、$G_{02}(s)=\mathrm{e}^{-50s}/(60s+1)$、$G_{\mathrm{d}}(s)=1/(5s+1)$，整定反馈控制器参数为 $K_{\mathrm{P}}=0.97$、$T_{\mathrm{I}}=187\mathrm{s}$，静态前馈控制的 $K_{\mathrm{ff}}=1.2$，时间常数 T_1、T_2 的整定采用动态特性曲线法，Simulink 仿真框图如图 7-17 所示。

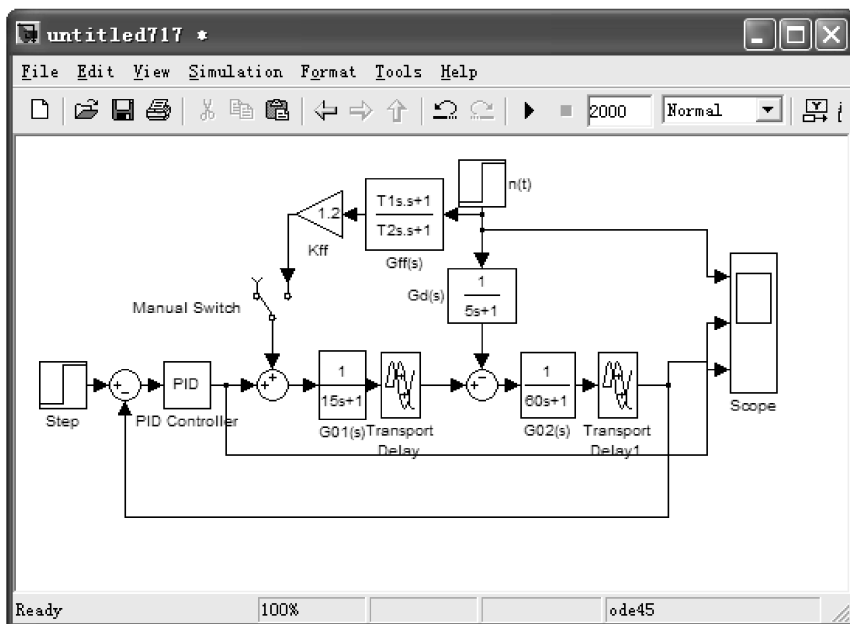


图 7-17　动态特性曲线法的 Simulink 仿真框图

当干扰为零时($n=0$)，系统的单位阶跃响应曲线如图 7-18 点画线所示；干扰为单位阶跃信号无前馈补偿时($n(t)=1(t)$，$G_{\mathrm{ff}}(s)=0$)单位阶跃响应曲线如图 7-18 虚线所示，动态补偿调节 $T_1=T_2=1$(动态补偿不起作用)系统的响应曲线如图 7-18 实线所示。

根据被控变量的响应曲线对 T_1、T_2 的值进行整定。初选择 $T_1=50$，$T_2=5$ 时，系统为无前馈补偿时纯反馈系统的输出和加动态前馈补偿控制器的输出响应曲线如图 7-19 所示，从曲线看到采用 $T_1>T_2$ 动态超前补偿作用，控制效果比单纯的反馈控制的品质还差。

为此，选择 $T_1=5$、$T_2=50$ 时，系统无动态补偿时输出响应曲线和动态前馈控制的输出响应曲线如图 7-20a 所示。从曲线看到采用 $T_1<T_2$ 动态滞后补偿作用，控制效果比单纯的反馈控制的品质要好，但补偿的时间太长。缩小 T_1 和 T_2 的差值，选择 $T_1=5$、$T_2=35$ 时，系统的响应曲线如图 7-20b 所示，表明补偿朝合理方向变化。进一步调整 $T_1=5$，$T_2=15$，系统的响应曲线如图 7-20c 所示。进一步调整 $T_1=10$、$T_2=15$，系统的响应曲线如图 7-20d 所示，前馈补偿效果最佳。

综合考虑，最佳动态前馈控制器为 $G_{\mathrm{ff}}(s)==-K_{\mathrm{ff}}\dfrac{T_1s+1}{T_2s+1}=-1.2\dfrac{10s+1}{15s+1}$，前馈-反馈控制系统在设定值为 10、系统施加幅值为 1 的随机干扰，系统的 Simulink 仿真框图如图 7-21 所示，随机扰动信号、动态前馈控制器的输出、动态前馈-反馈系统的输出响应曲线如图 7-22 所示。



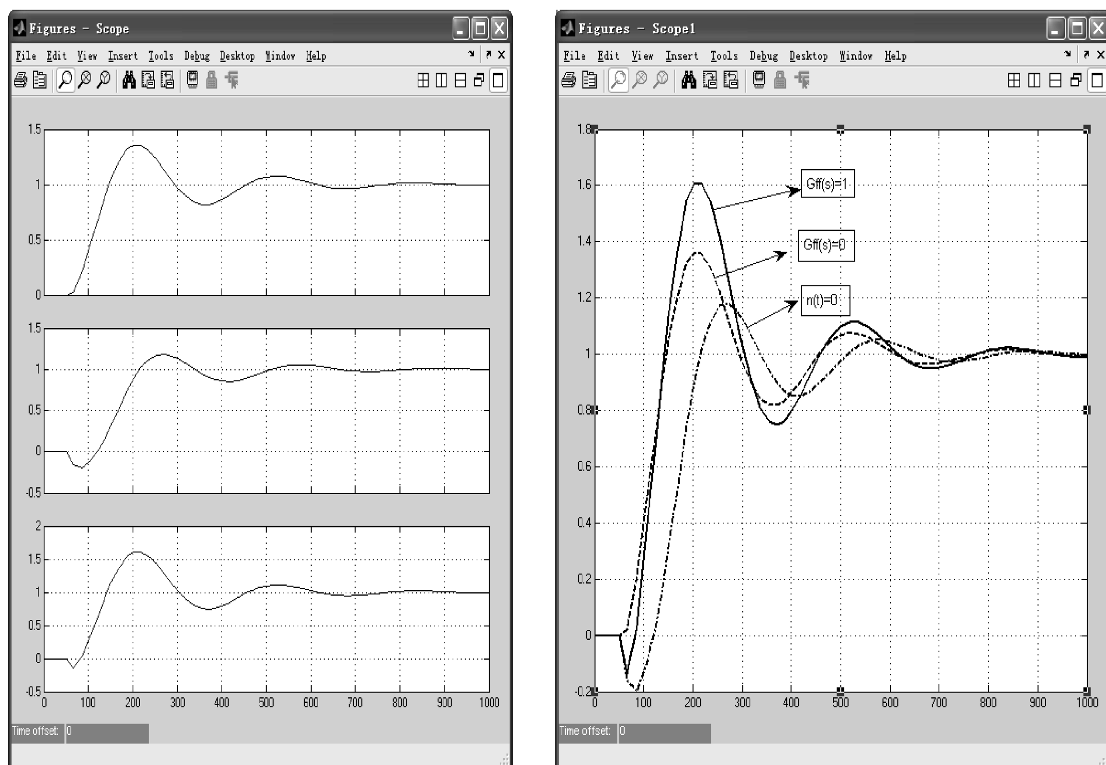


图 7-18　系统的输出响应曲线

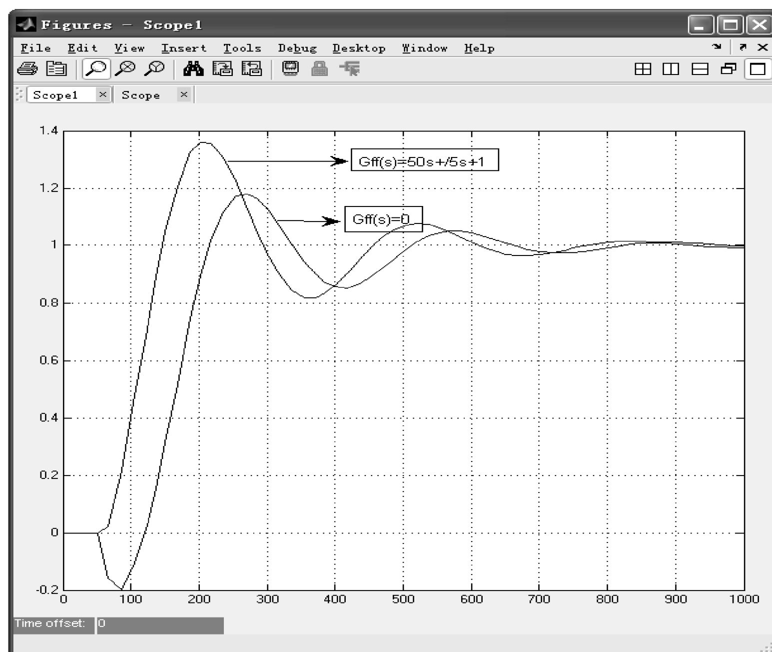
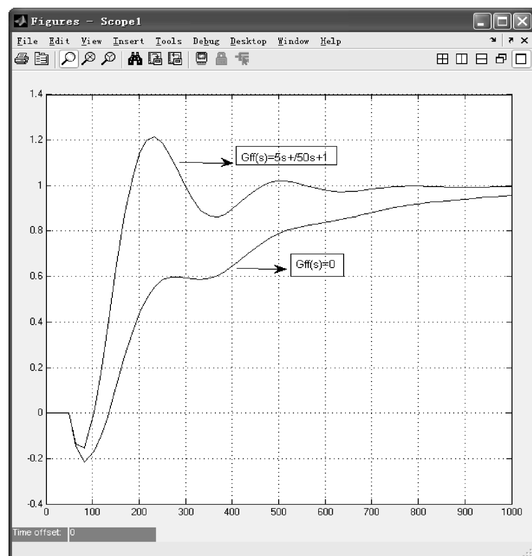
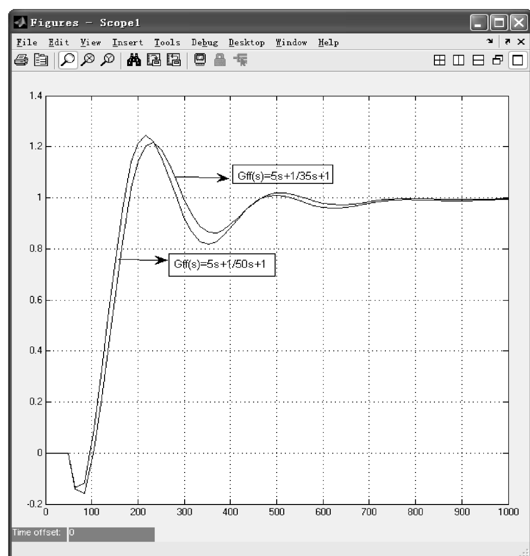


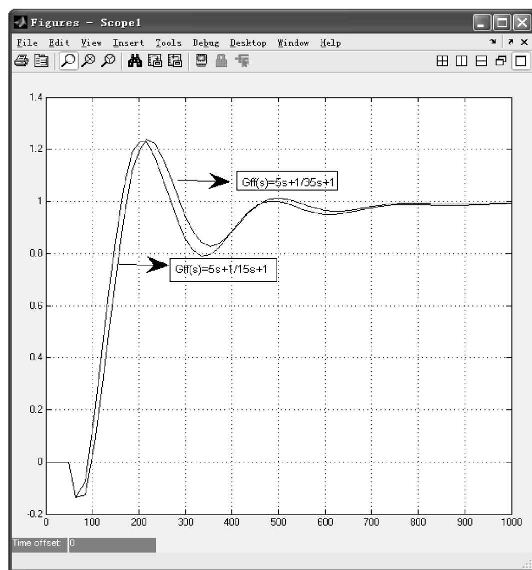
图 7-19　动态前馈控制系统响应曲线



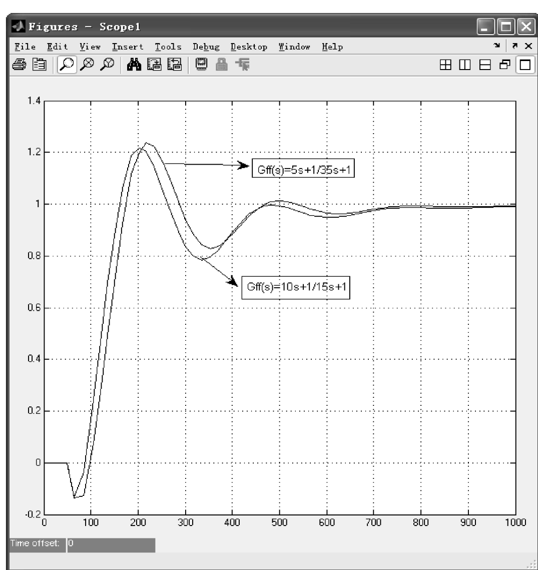
a)



b)



c)



d)

图 7-20　动态前馈控制系统响应曲线

a）$T_1=5$、$T_2=50$　b）$T_1=5$、$T_2=35$　c）$T_1=5$、$T_2=15$　d）$T_1=10$、$T_2=15$



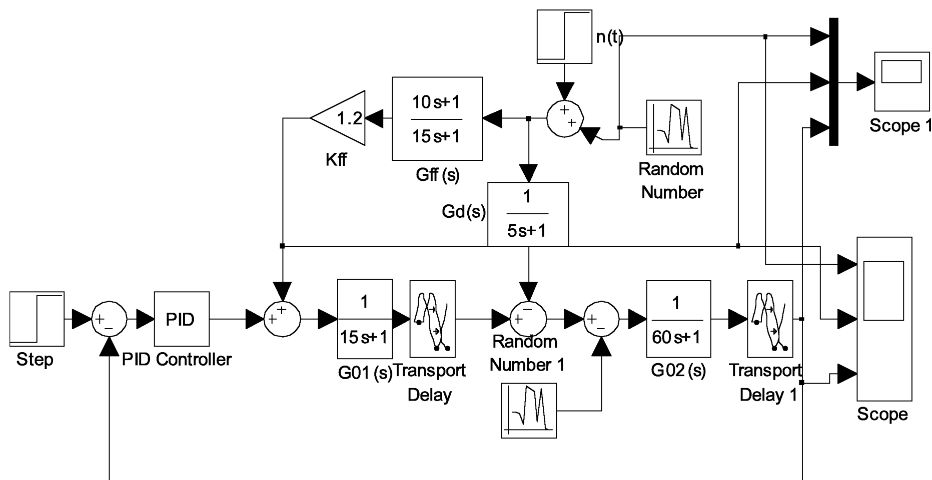
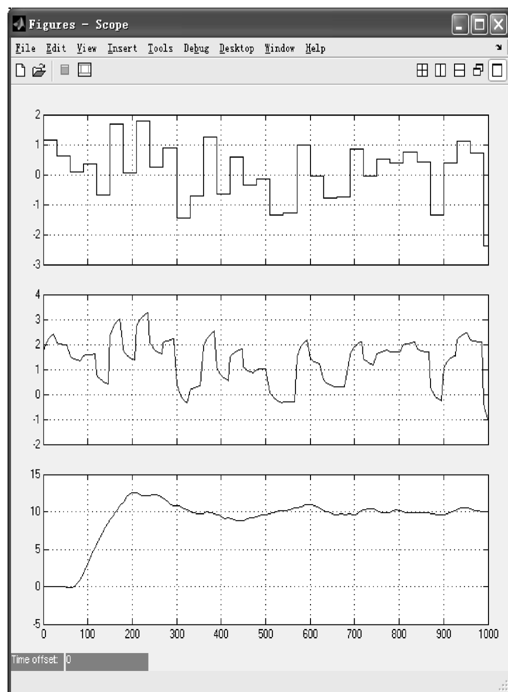


图 7-21　控制系统 Simulink 仿真框图



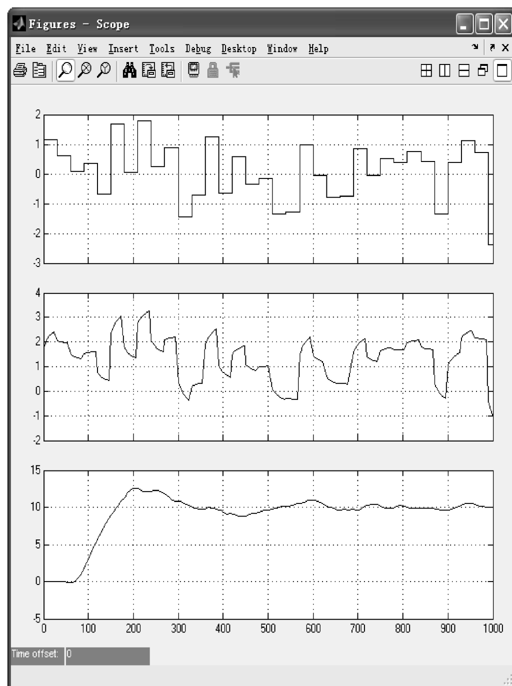


图 7-22　控制系统输出响应曲线

7.3　前馈控制系统的 Simulink 仿真

7.3.1　前馈控制系统

精馏塔进料量受前工序影响而波动，它影响精馏塔出口温度的稳定运行。因此，采用进料量作为前馈信号、开环控制加热蒸气量的进料量前馈控制系统，如图 7-23 所示。



采用系统辨识的方法得干扰通道的传递函数为

$$G_{\mathrm{d}}(s)=\frac{5}{(20s+1)(12s+1)}\mathrm{e}^{-10s}$$

系统控制通道的传递函数为

$$G_{0}(s)=\frac{3}{(8s+1)(12s+1)}\mathrm{e}^{-7s}$$

控制阀的传递函数为 $G_{\mathrm{v}}(s)=2$。

进料前馈控制系统仿真框图如图 7-24 所示，进料前馈系数可参照前面的方法整定为

$$K_{\mathrm{ff}}=-\lim_{s\to 0}\frac{G_{\mathrm{d}}(s)G_{\mathrm{v}}(s)}{G_{0}(s)G_{\mathrm{v}}(s)}=-1.667$$

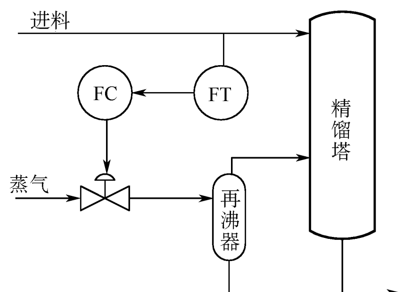


图 7-23　进料量前馈控制系统

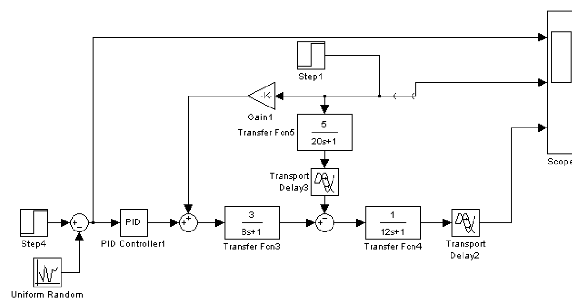


图 7-24　进料前馈控制系统仿真框图

设定值为 1，加幅值为 0.3 的随机干扰信号，可测干扰阶跃突变时系统的仿真曲线如图 7-25 所示。

由此可以看到进料前馈控制是一个开环控制系统，进料前馈控制器可以大体做到稳态消除可测误差，但系统对不可测干扰没有修正能力。

7.3.2　前馈-反馈控制系统

某一热交换器，要求出口液体的温度 $Y(s)$ 保持不变，被加热液体的流量变化比较剧烈，系统采用前馈-反馈控制方案，如图 7-26 所示。

其各部分的传递函数如下：

对象控制通道传递函数为

$$G_{0}(s)=\frac{3\mathrm{e}^{-8s}}{(10s+1)(25s+1)}$$

扰动作用的对象扰动通道的传递函数为

$$G_{\mathrm{d}}(s)=\frac{5\mathrm{e}^{-6s}}{(6s+1)(4s+1)}$$

控制阀传递函数为

$$G_{\mathrm{v}}(s)=\frac{1}{s+1}$$

流量测量变送器的传递函数为

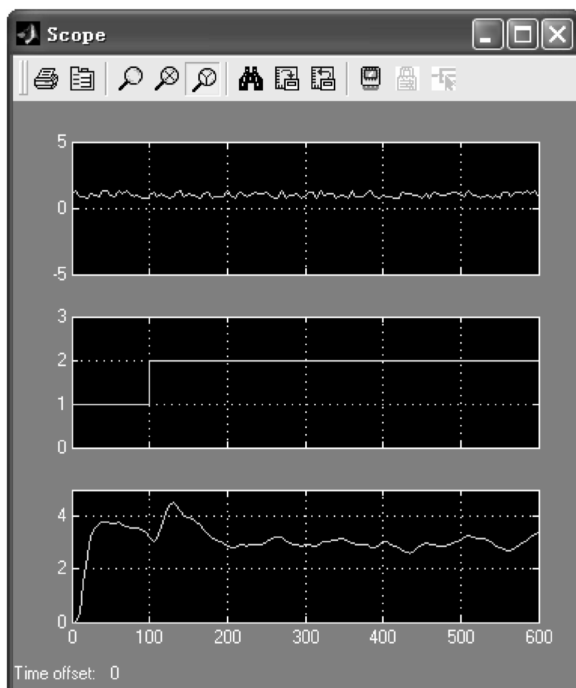


图 7-25　进料前馈控制系统仿真曲线



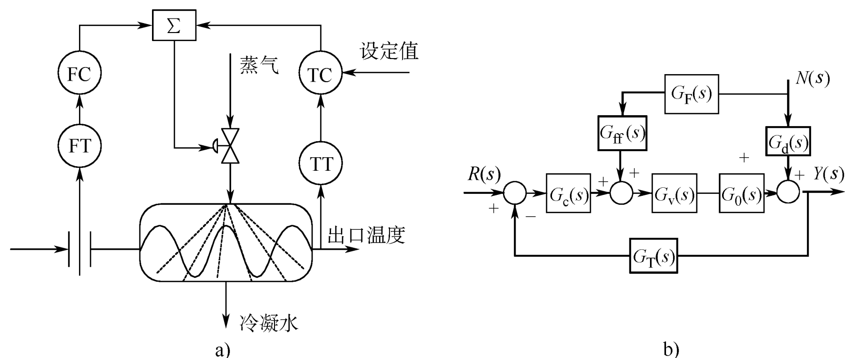


图 7-26　热交换器的前馈-反馈控制系统

a）热交换器前馈-反馈控制原理图　b）前馈-反馈控制结构图

$$G_F(s)=2$$

温度测量变送器的传递函数为

$$G_T(s)=1$$

另外，$G_c(s)$为反馈控制器的传递函数，$G_{ff}(s)$为前馈控制器的传递函数。

对于反馈控制系统的整定，为保证系统稳态无误差，反馈控制器采用 PI 控制规律，将扰动通道断开，按单回路系统整定参数，选定 $K_P=0.55$、$T_I=80\text{s}$。反馈控制系统的单位阶跃响应如图 7-27 所示。

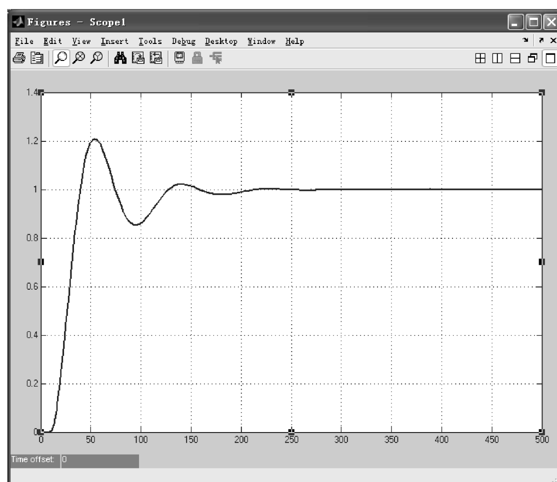
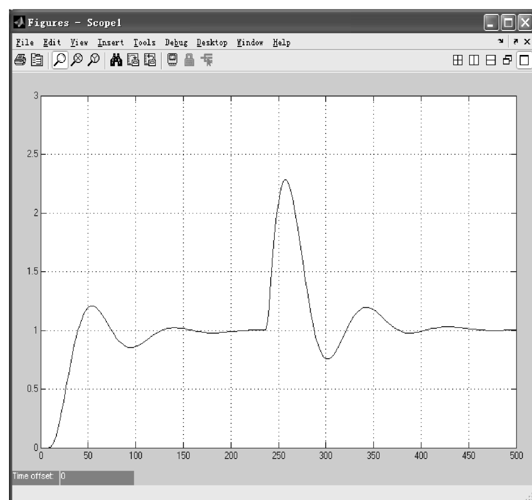
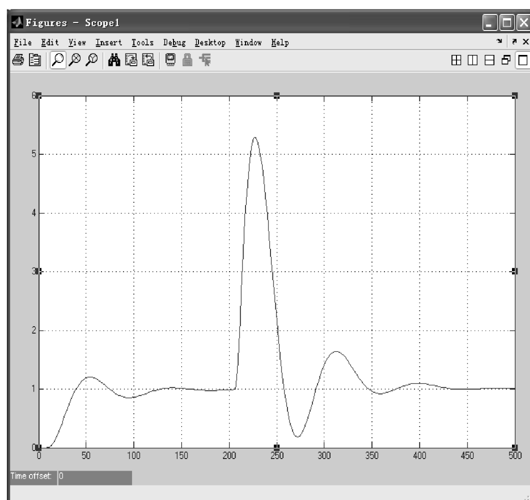


图 7-27　反馈系统的单位阶跃响应

在系统稳定运行 200s 时，突加幅值为 0.3 的阶跃扰动信号，反馈控制系统的单位阶跃响应如图 7-28a 所示，系统的动态



a)



b)

图 7-28　反馈控制系统给定信号和扰动信号作用下阶跃响应

偏差高达 125%，调节时间为 150s。若扰动信号幅值突变为 1，系统阶跃响应如图 7-28b 所示，系统的动态偏差高达 420%，调节时间为 200s，反馈控制系统可以满足系统的稳态要求，但系统的动态特性很难满足要求。为此，构成前馈-反馈控制系统，其 Simulink 仿真框图如图 7-29 所示。

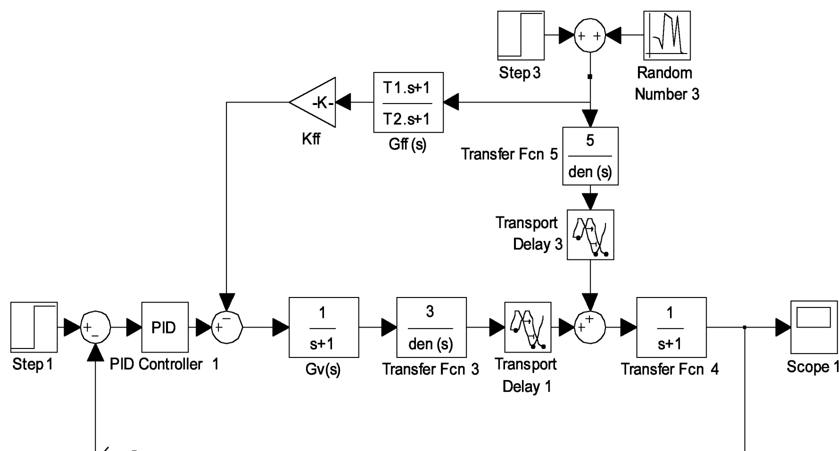
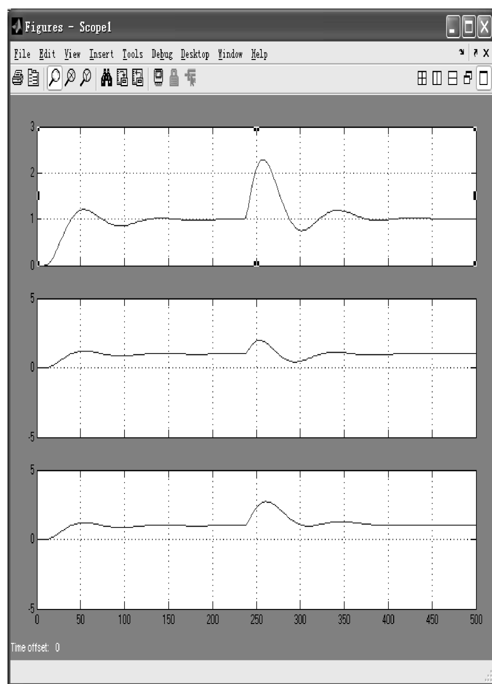
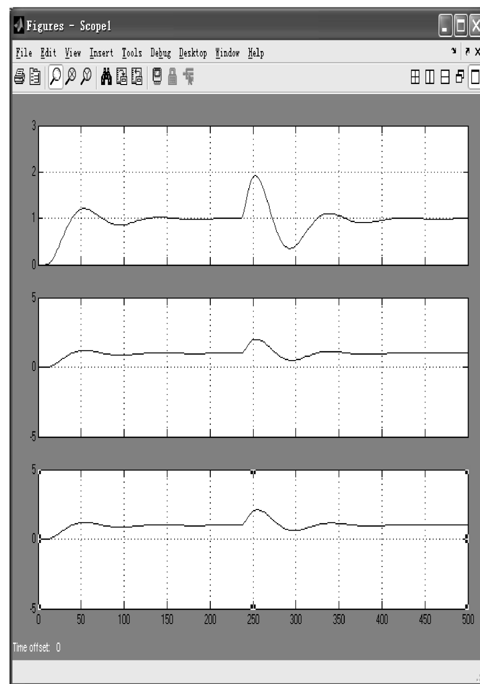


图 7-29　前馈-反馈控制系统 Simulink 仿真框图

前馈控制系统的整定过程为：首先，静态前馈放大系数 K_{ff} 的确定采用闭环整定法。系统输入为零，干扰信号为单位阶跃，动态前馈控制器的 $T_1 = T_2 = 0$，改变 K_{ff} 观测扰动响应曲线，图 7-30a 依次为 $K_{ff} = 0$、$K_{ff} = 1.5$ 和 $K_{ff} = -1.5$ 时的动态响应曲线；图 7-30b 依次为



a)



b)

图 7-30　反馈整定的静态系数响应过程



$K_{ff}=1.75$、$K_{ff}=1.25$ 和 $K_{ff}=0.78$ 时的动态响应曲线。由图 7-30 可以看到当 $K_{ff}=0.78$ 时，静态前馈补偿效果最佳。

前馈控制器类型确定如下：仿真框图如图 7-29 所示，给定输入为零，干扰输入为单位阶跃信号，取 $K_{ff}=0.78$、$T_1=1$、$T_2=1$、$K_{ff}=0.78$、$T_1=1$、$T_2=10$ 和 $K_{ff}=0.78$、$T_1=10$、$T_2=1$ 时，系统的响应曲线如图 7-31 所示，分析选择前馈控制器为 PD 控制器。

整定动态前馈控制器的时间常数 T_1 和 T_2，选取 $K_{ff}=0.78$ 和不同组合的 T_1、T_2（$K_{ff}=0.78$、$T_1=10$、$T_2=5$，$K_{ff}=0.78$、$T_1=20$、$T_2=8$，$K_{ff}=0.78$、$T_1=30$、$T_2=10$，$K_{ff}=0.78$、$T_1=40$、$T_2=10$，$K_{ff}=0.78$、$T_1=40$、$T_2=15$，$K_{ff}=0.78$、$T_1=50$、$T_2=20$）时，系统输出响应曲线如图 7-32 所示。

由图 7-32 得最佳参数值为 $K_{ff}=0.78$、$T_1=50$、$T_2=20$，即前馈控制器为

$$G_{ff}(s)=K_{ff}\frac{T_1s+1}{T_2s+1}=0.78\frac{50s+1}{20s+1}$$

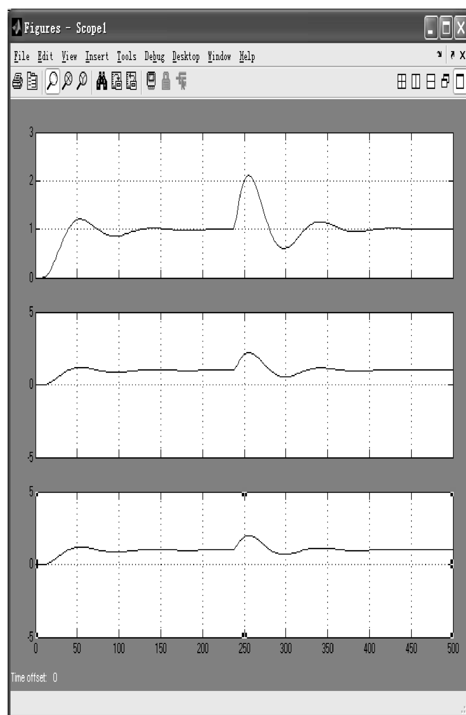
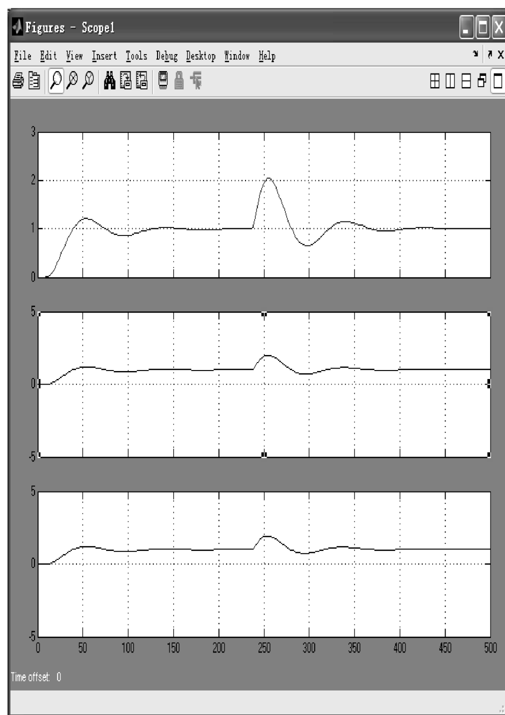


图 7-31　不同 T_1、T_2 时系统动态响应曲线



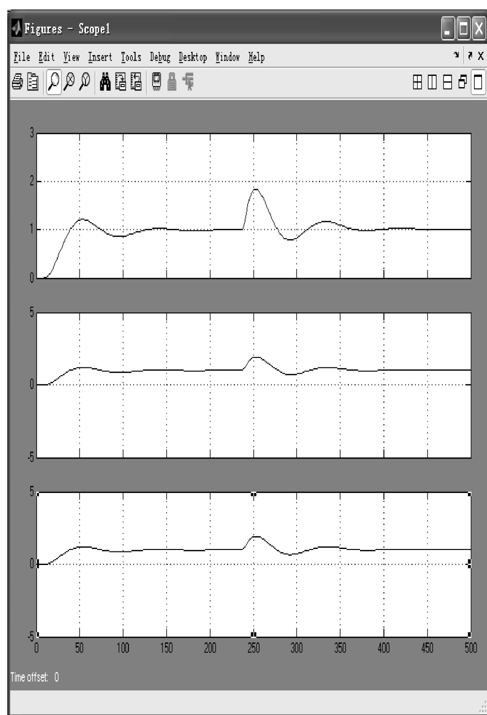


图 7-32　动态前馈控制器时间常数整定仿真曲线

前馈-反馈控制系统设定值为 10 并施加幅值为 3 的随机干扰信号，对象输出端施加幅值为 0.3 的随机干扰信号，可测干扰信号在 1000*s* 时由 0 突变为 5，系统的 Simulink 仿真框图如图 7-33 所示，系统的响应曲线如图 7-34 所示，曲线依次为输入信号、可测干扰信号、前馈-反馈控制器输出和系统输出响应。

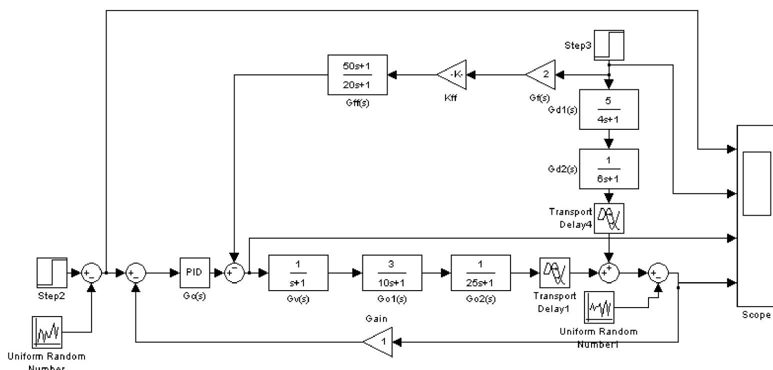


图 7-33　前馈-反馈控制系统的仿真框图

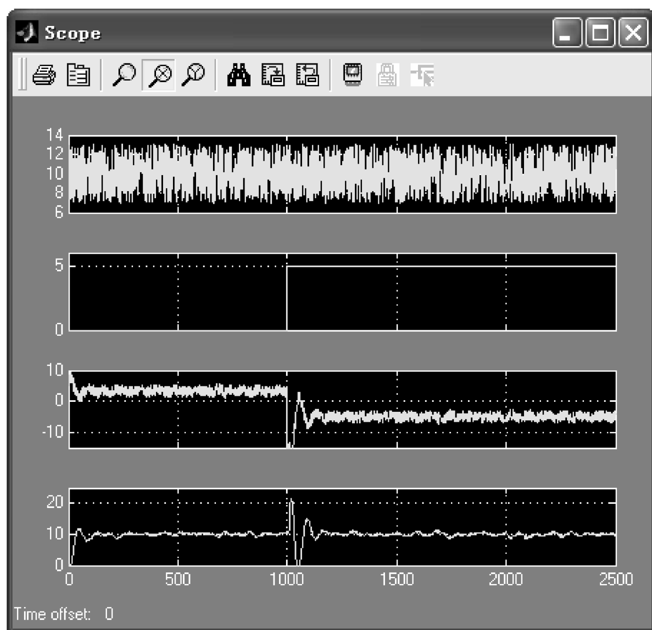


图 7-34　前馈-反馈控制系统的响应曲线

采用前馈-反馈控制，除具有反馈控制的优点外，可以对干扰信号进行同步补偿，从而使控制系统获得较好的控制品质。

7.4　大时滞过程控制系统及 Simulink 仿真

在化工、冶金、石油等工业生产过程中，广泛存在较大的纯时间滞后(时延)。纯滞后往往是由于物料或能量需要经过一个传输过程而形成的，例如从阀门动作到压力传感器的变化。



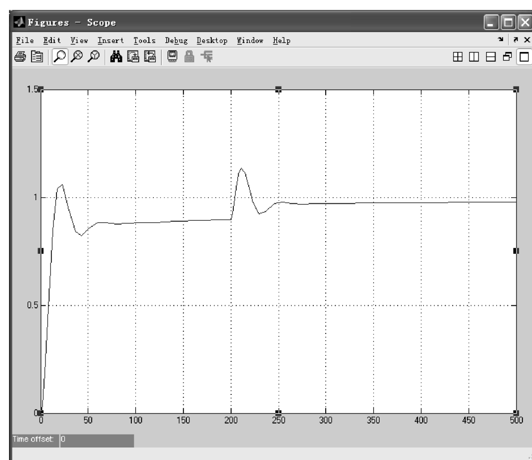
反馈控制系统是以当前观测到的被控对象的输出为依据的，与给定值比较产生偏差，控制器根据偏差提供一个合适的控制信号给执行机构，因此测量对象实际输出就可以使控制作用及时、大小适度。然而，过程控制通道或测量变送元件上的纯滞后将影响系统动态性能，使得系统在输入作用下被控对象不能立即产生效果，从而使控制调节不及时，过渡过程时间加长，系统的超调量增大，导致过渡过程的剧烈振荡，严重地破坏了系统的稳定性。过程扰动通道中的纯滞后对闭环系统的动态性能没有影响，仅使系统的输出对扰动的反应延迟一个纯滞后时间。例如，被控对象控制通道传递函数为

$$G_0(s)=\frac{3}{(10s+1)(25s+1)}e^{-30s}$$

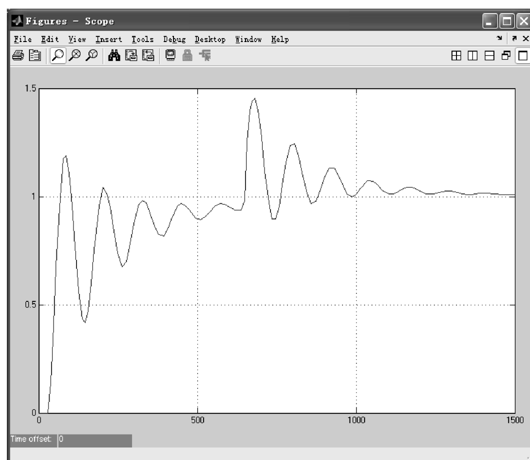
扰动通道的传递函数为

$$G_d(s)=\frac{5}{(6s+1)(4s+1)}e^{-16s}$$

采用常规 PID 控制器参数整定方法，取 $K_P=0.55$、$T_I=380s$，如果系统无滞后，系统稳定幅值为 50%，干扰信号系统的输出响应如图 7-35a 所示，有时滞时系统的输出响应如图 7-35b 所示。输入信号作用后，因存在滞后，系统被控量没有及时响应，使得系统不能及时随被控量进行调整以克服系统的干扰作用。因此，过程控制系统必然产生较大的超调量和较长的调节时间，大滞后系统会降低整个控制系统的稳定性。



a)



b)

图 7-35 系统的单位阶跃响应

纯滞后与容量滞后是不同的，容量滞后往往是由于对象中包含多个容积所引起的。

从广义角度来说，所有的工业过程控制对象都具有纯滞后性。衡量过程纯滞后的大小，通常采用过程纯滞后时间 τ 和过程惯性时间常数 T 之比 τ/T。当 $\tau/T>0.5$ 时系统为具有大纯滞后的过程。当纯滞后较大时，则常规控制系统常常较难奏效。目前克服大纯滞后的常用控制方法有：改进的常规控制方案、预估补偿方案和采样控制方案等。

7.4.1 改进的常规控制方案

1. 微分先行控制方案

微分作用的特点是能够按被控量变化率的大小来校正被控量的偏差的，但是对于如图 7-36所示常规的 PI + D 控制系统，无论从设定值或扰动信号来看，微分环节的输入都是偏差信号做比例积分之后的值。因此，微分环节实际上不能真正达到对偏差变化率进行校正的目的，导致克服系统动态超调的作用减弱。

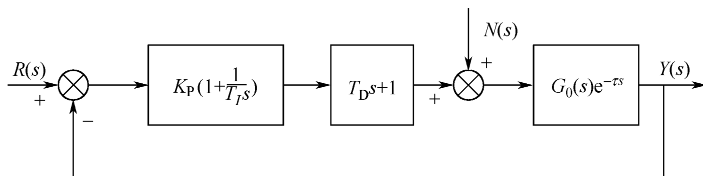


图 7-36　常规 PI + D 控制系统结构图

微分先行控制方案是将常规 PI + D 控制中的微分作用提前移到反馈回路，如图 7-37 所示。由于反馈信号包含了被控量及其变化率，这样微分真正起到按被控量变化率进行控制的目的，可以大大减小系统的超调量。

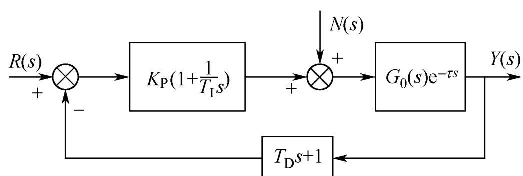


图 7-37　微分先行控制系统结构图

假设被控对象的传递函数为

$$G_0(s)e^{-\tau s}=\frac{K_0}{T_1 s+1}e^{-\tau s}$$

则常规 PID 控制方案的闭环传递函数为

$$\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{K_P K_0(T_I s+1)(T_D s+1)e^{-\tau s}}{T_I s(T_0 s+1)+K_P K_0(T_I s+1)(T_D s+1)e^{-\tau s}} \tag{7-18}$$

同样，微分先行控制系统的闭环传递函数为

$$\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{K_P K_0(T_I s+1)e^{-\tau s}}{T_I s(T_0 s+1)+K_P K_0(T_I s+1)(T_D s+1)e^{-\tau s}} \tag{7-19}$$

比较式(7-18)和式(7-19)可见，两种控制方案的特征方程完全相同，但是微分先行控制系统比常规 PI + D 控制系统少了一个零点，系统的超调量减小，控制质量提高。

2. 中间反馈控制方案

图 7-38 所示为中间反馈控制方案，系统中的微分作用是独立的，当被控量变化时，微分能及时根据其变化的速率起附加的校正作用。这种微分作用与 PI 控制器的输出信号无关，并且只在被控量变化时才起作用，而在静态时或被控量变化速率恒定时不起作用。

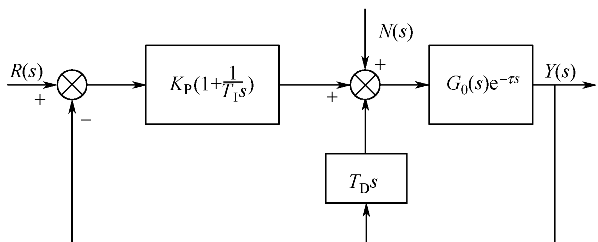


图 7-38　中间反馈控制系统结构图

中间反馈控制方案与微分先行控制方案都是按被控量的变化速率大小进行校正的，且中间反馈控制方案是使控制系统的闭环极点位置左移，从而使系统的超调量大大下降，控制质量得到提高。

假设被控对象为一阶惯性加纯滞后，即 $G_0(s)e^{-\tau s}=\frac{K_0}{T_0 s+1}e^{-\tau s}=\frac{2}{4s+1}e^{-4s}$，采用常规



PID 控制（$K_P = 0.6, T_I = 6, T_D = 0.6$）、微分先行控制（$K_P = 0.6, T_I = 4.8, T_D = 0.76$）和中间反馈控制（$K_P = 0.45, T_I = 4.5, T_D = 0.39$）。系统设定值为 1 阶跃信号，系统稳定后在 $t = 100$s 时施加幅值为 50% 的方波干扰信号时，系统采用 PID 控制、微分先行控制和中间反馈控制，三种方案系统 Simulink 仿真图如图 7-39 所示，系统的输出响应如图 7-40 所示。曲线来看，微分先行和中间反馈控制均能在一定程度上降低系统的超调，提高系统的控制质量，但均存在滞后，由于方案简单，有一定的使用价值。

系统仿真曲线如图 7-40 所示，依次为干扰信号、常规 PID 控制、微分先行控制、中间反馈控制输出响应曲线。从图中可以看到，微分先行和中间反馈控制均能一定程度

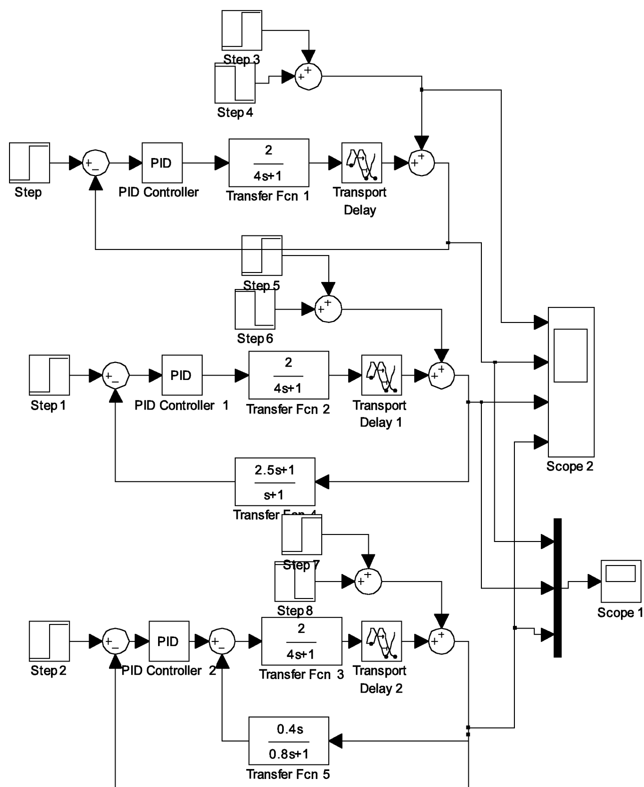
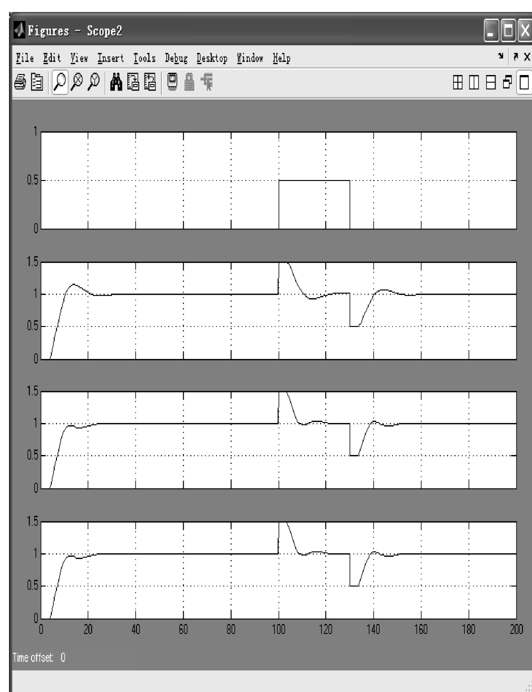


图 7-39　控制系统的 Simulink 仿真图



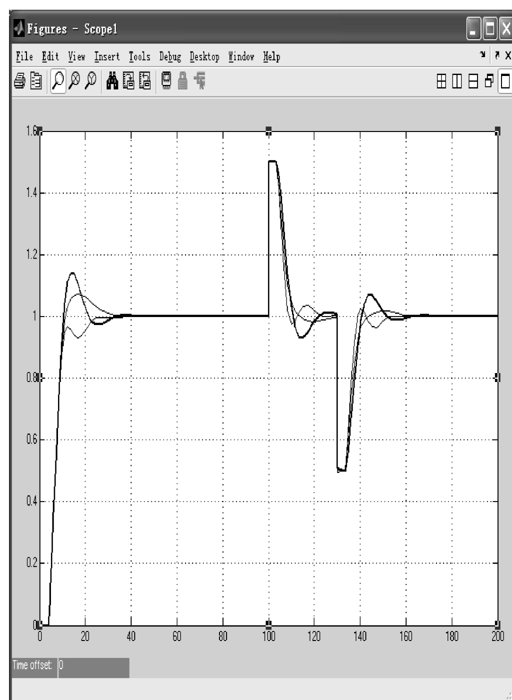


图 7-40　设定值和干扰下三种方案系统的输出响应曲线



地降低系统的超调，提高系统的控制质量，但均存在滞后，由于方案简单，有一定的使用价值。

7.4.2　预估补偿控制

当系统中有纯滞后环节(滞后时间比较大)，会导致系统控制不及时，常规 PID 控制、微分先行控制、中间反馈控制往往难以取得显著效果。而预估补偿控制按照大纯滞后的工业过程的特性，设想一种模型(补偿器)加到反馈控制系统中，力图使控制滞后了 τ 的被控量提前反映到控制器上，使控制器提前动作，从而明显地减小或补偿了时滞给系统造成的不利影响，有效地降低了系统的超调量和过渡过程时间，提高了系统的控制质量。常见的预估补偿控制有 Smith 预估、Dahlin 算法等。

1. Smith 预估补偿原理

为了改善大时滞系统的控制品质，1957 年史密斯(O. J. M. Smith)提出了以模型为基础的预估补偿控制方案。

对于如图 7-41 所示具有纯滞后的过程控制系统，控制器输出 $U(s)$ 到系统输出 $Y(s)$ 的传递函数为

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G_0(s)e^{-\tau s}$$

控制器的输出要滞后时间 τ 才起作用。纯滞后时间 τ 愈大，系统滞后的愈严重，系统的稳定性大大降低，系统的控制品质下降。

Smith 预估补偿是设想在广义的被控对象上并联一个补偿环节(补偿控制器) $G_c^*(s)$，来达到消除纯时滞对系统的影响，Smith 预估补偿控制原理的结构图如图 7-42 所示。

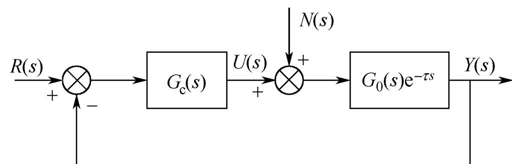


图 7-41　常规控制系统结构图

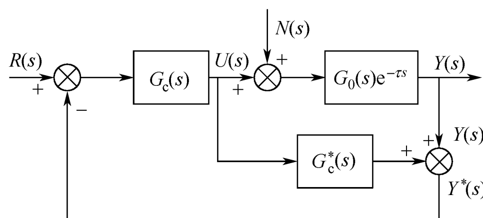


图 7-42　Smith 预估补偿控制系统结构图

由图 7-42 可知，反馈信号 $Y^*(s)$ 与系统控制信号之间 $U(s)$ 的传递函数为

$$\frac{Y^*(s)}{U(s)} = G_0(s)e^{-\tau s} + G_c^*(s) \tag{7-20}$$

为了使控制器的输出信号与反馈信号之间无时延，即要求

$$\frac{Y^*(s)}{U(s)} = G_0(s)e^{-\tau s} + G_c^*(s) = G_0(s) \tag{7-21}$$

由式(7-21)可求得 Smith 预估补偿控制器的传递函数为

$$G_c^*(s) = G_0(s)(1 - e^{-\tau s}) \tag{7-22}$$

2. Smith 预估补偿控制系统

在实际应用中，Smith 预估补偿控制器并不接在被控对象上，而是反向并接在控制器上，如图 7-43 所示。



由图 7-43 得 Smith 预估补偿控制系统设定值、扰动信号作用下的闭环传递函数分别为

$$\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{\dfrac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1+G_c(s)G_0(s)(1-e^{-\tau s})}}{1+\dfrac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1+G_c(s)G_0(s)(1-e^{-\tau s})}}=\frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1+G_c(s)G_0(s)} \tag{7-23}$$

$$\frac{Y(s)}{N(s)}=\frac{G_0(s)e^{-\tau s}}{1+G_0(s)e^{-\tau s}\dfrac{G_c(s)}{1+G_c(s)G_0(s)(1-e^{-\tau s})}}=\frac{G_0(s)[1+G_c(s)G_0(s)(1-e^{-\tau s})]e^{-\tau s}}{1+G_c(s)G_0(s)} \tag{7-24}$$

无论在设定值还是扰动信号作用下，闭环系统的特征方程式均为

$$D(s)=1+G_c(s)G_0(s)=0 \tag{7-25}$$

从式(7-25)可见，系统的特征方程已不包含纯滞后环节，即系统已经消除了纯滞后对系统控制品质的影响。而闭环传递函数分子上的纯滞后 $e^{-\tau s}$仅仅将系统的被控量在时间上推迟了时间 τ。

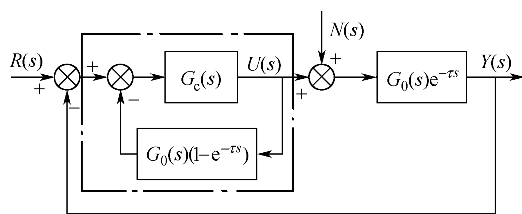


图 7-43　Smith 预估补偿控制系统

对于一阶惯性加纯滞后的被控对象，$G_0(s)e^{-\tau s}=\dfrac{K_0}{T_0 s+1}e^{-\tau s}=\dfrac{2}{4s+1}e^{-6s}$，采用常规 PI 控制器($K_P=0.35, T_I=125$)时，设定值为 5，常规 PID 控制和 Smith 预估补偿控制给定信号作用下的输出响应如图 7-44 所示。系统稳定运行下施加幅值为 50% 的干扰系统的输出响应曲线如图 7-45 所示。当被控对象的参数变化，而控制器参数不变，采用 Smith 预估补偿控制方案，被控对象增益变化时，系统的响应曲线如图 7-46 所示，被控对象时滞变化时系统的响应曲线如图 7-47 所示。

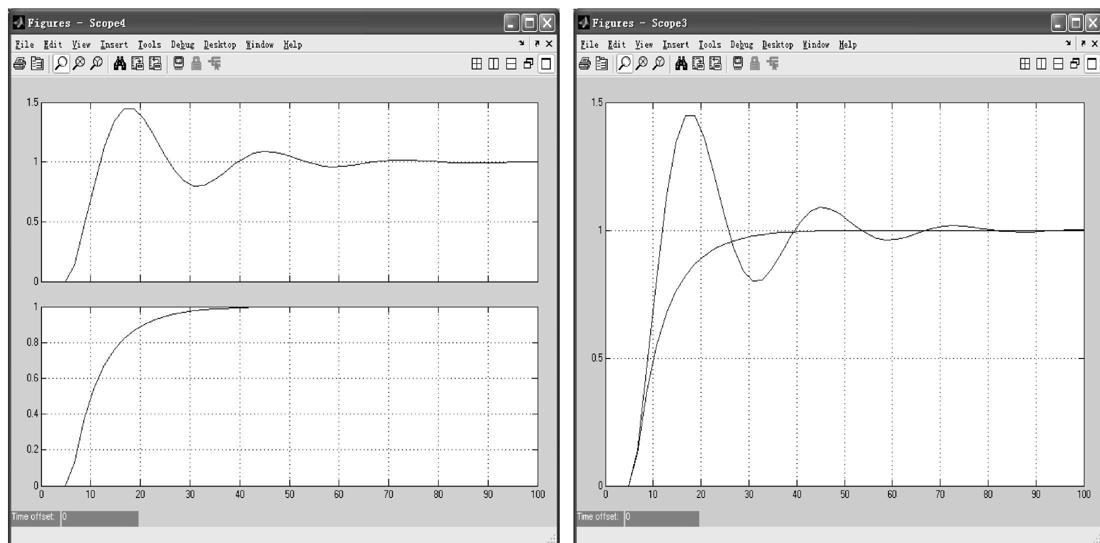


图 7-44　给定信号作用下常规 PID 控制和 Smith 控制输出响应

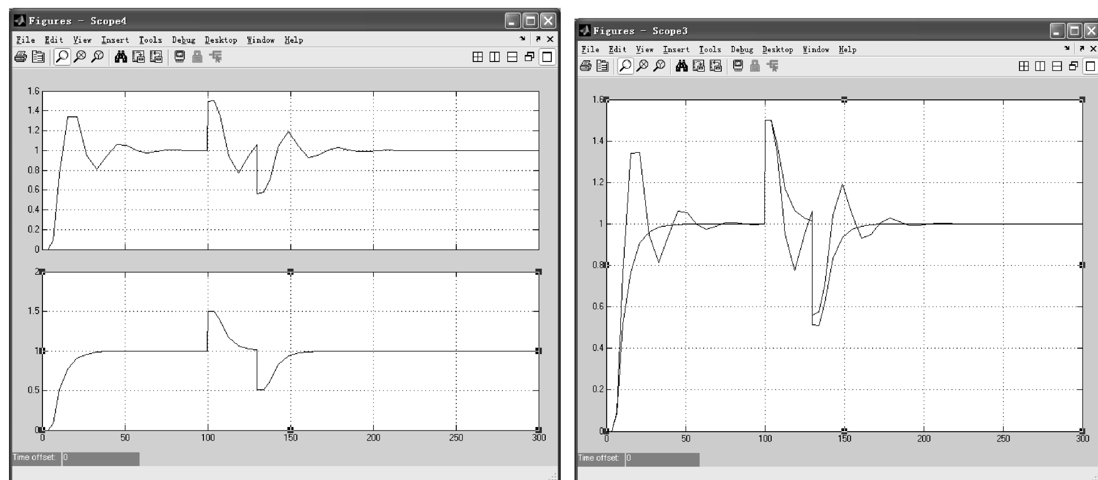


图 7-45　干扰信号作用下系统的输出响应曲线

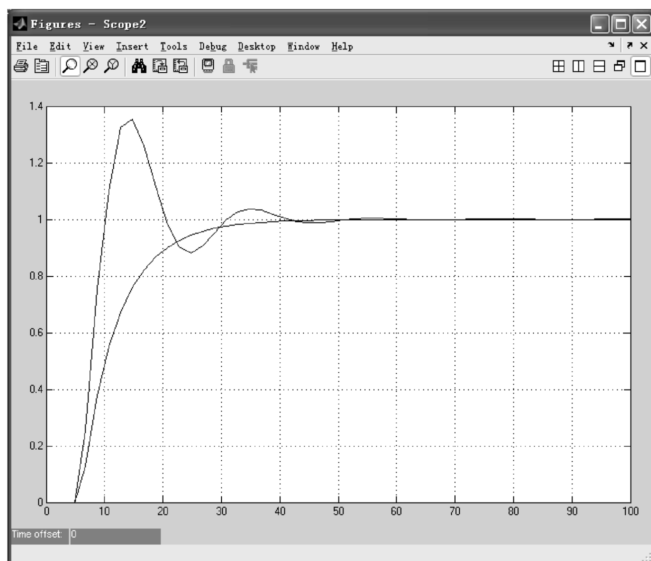


图 7-46　对象增益变化 Smith 预估补偿控制输出响应

从而可以看到，当被控对象模型精确已知时 Smith 预估补偿效果较好，但当被控对象发生变化(参数、时滞)时，Smith 预估补偿效果欠佳。

3. Smith 预估补偿控制的注意事项

从理论上分析，Smith 预估补偿器可以完全消除时滞的影响，成为一种解决时滞系统的理想方案，但是在实际使用中却很不尽人意，主要原因有：

1）Smith 预估补偿控制是基于过程模型已知的情况下的，因此 Smith 预估补偿前提是必须精确地已知被控过程的数学模型，即过程传递函数和时滞时间。由式(7-22)知 Smith 预估补偿控制的效果完全取决于补偿控制器模型的精度。

2）对于大多数过程控制系统，过程模型不可能与实际生产过程的特性完全一样，并且实际过程的特性还要随操作条件的变化而变化。要使过程模型越接近实际过程的特性，过程



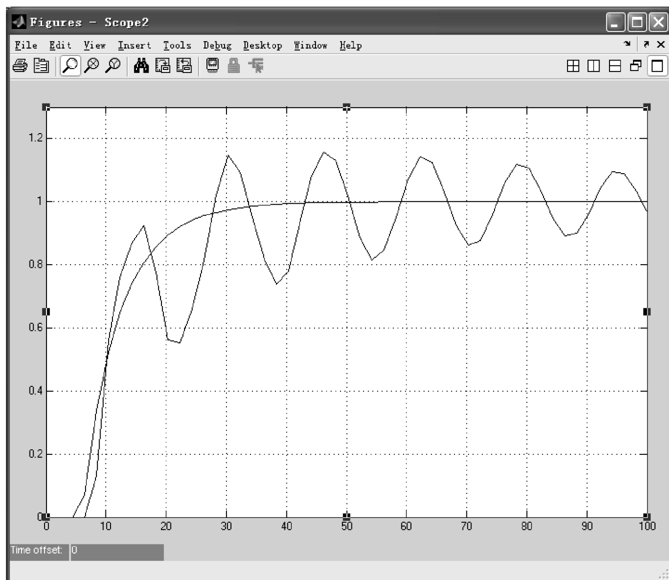


图 7-47　对象时滞变化 Smith 预估补偿控制输出响应

模型必定很复杂，导致补偿器的结构很复杂，难于在工业生产中广泛应用。

为此，仍以上面的过程控制系统为例，如果被控过程的时滞 τ 与预估控制器的时滞 τ^* 相差较大时，假设系统在幅值为 5 的阶跃信号和幅度为 0.5 的随机干扰作用下的响应曲线如图 7-48 所示，依次为模型精确匹配、τ 与 τ^* 相差为 2 时的响应曲线；图 7-49 所示依次为模型精确匹配、K_0 与 K_0^* 相差为 4 时的响应曲线。从图中明显地可以看出 Smith 预估补偿控制方案对模型的误差十分敏感。尤其当 K_0 和 τ 的变化较大时，Smith 预估补偿就失去了良好的控制效果。

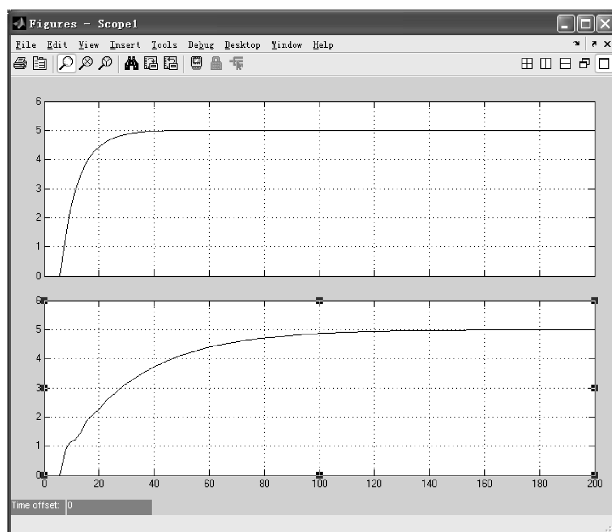


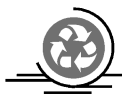
图 7-48　模型参数增益失配时 Smith 预估补偿的响应曲线

如何改善 Smith 预估补偿器的各种方法悠然而生，如增益自适应补偿控制器、完全抗干扰的 Smith 预估器等。

4. 增益自适应补偿控制

增益自适应补偿控制是 1997 年由贾尔斯(R. F. Giles)和巴特利(T. M. Bartley)提出的，它在 Smith 预估补偿控制系统的基础上增加了一个除法器、一个比例微分和一个乘法器，其结构如图 7-50 所示。

增益自适应补偿控制中的除法器将过程的输出值除以模型的输出值；比例微分环节中的 $T_D=\tau$，它将过程输出比估计模型输出提前 τ 的时间送入乘法器；乘法器是将预估器输出乘以比例微分环节的输出送入到控制器。这三个环节的作用是要根据模型和过程信号之间的比



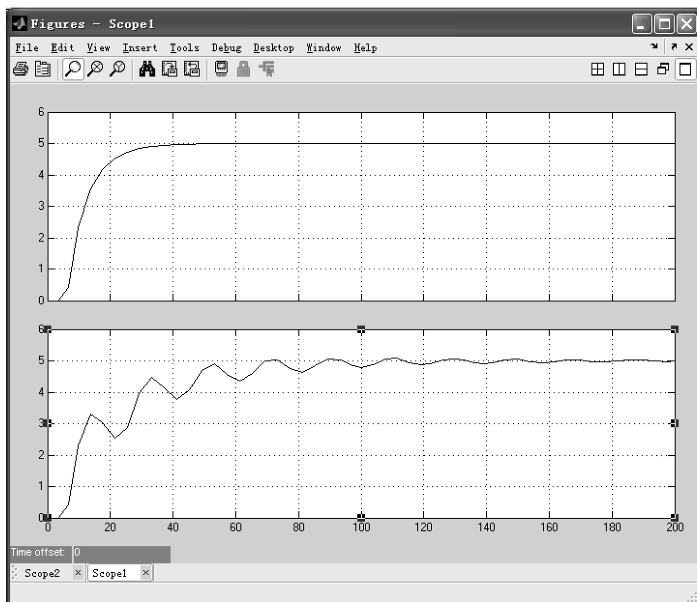


图 7-49　模型参数时滞失配时 Smith 预估补偿的响应曲线

值提供一个自动校正预估器的增益信号。

在理想情况下，预估器模型与过程模型精确的一致时，除法器输出为 1，此时增益自适应补偿控制蜕化为 Smith 预估补偿控制，过程的纯时延环节已被有效地排除在闭环控制回路之外，控制系统的等效框图如图 7-51 所示。

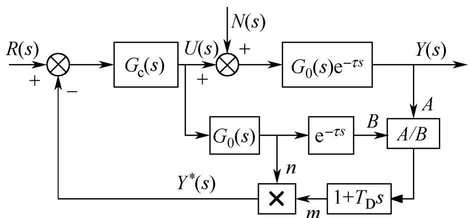


图 7-50　增益自适应补偿控制结构图

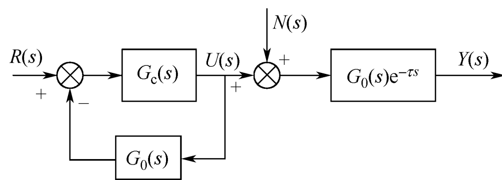


图 7-51　理想条件下增益自适应补偿系统等效框图

在实际情况下，预估器模型往往与实际过程模型的增益存在偏差，若广义对象的增益由 K_0 增大到 $K_0+\Delta K$，则除法器的输出 $A/B=(K_0+\Delta K)/K_0$。假设实际对象其他参数不变，此时比例微分中微分不起作用，其输出也是 $(K_0+\Delta K)/K_0$，则乘法器输出变为 $(K_0+\Delta K)G_0(s)$。可见系统反馈信号也变化了 ΔK，相当于预估模型的增益变化了 ΔK。此时，增益自适应补偿系统变成反馈增益可变的复杂控制系统，其等效框图如图 7-52 所示。

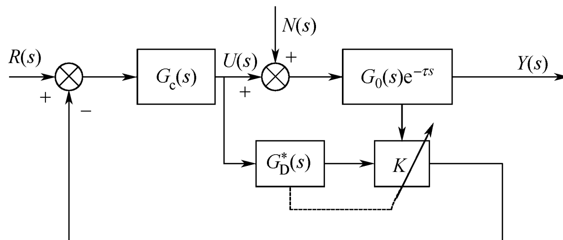


图 7-52　可变反馈增益的补偿系统等效框图

大量的数字仿真和模拟实验表明：在



负载扰动作用下，增益自适应补偿控制方案优于 Smith 预估补偿控制方案，而在给定值变化时，Smith 预估补偿控制方案优于增益自适应补偿控制方案。

5. 改进型 Smith 补偿控制

Smith 预估补偿控制采用预估器抵消闭环特征方程中出现的时滞项。增加一个合适的补偿控制器使时滞项对系统的影响大大减小，可出现各种各样的 Smith 补偿控制改进方案。将模型失配的差值作为补偿控制器的输入构成反馈控制，如图 7-53 所示。

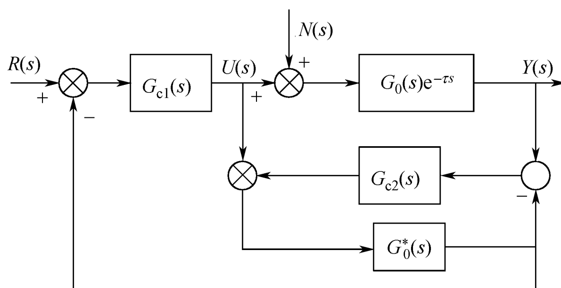


图 7-53　改进型 Smith 补偿控制方案一

系统输出与给定值和扰动信号之间的传递函数为

$$\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{G_{c1}(s)G_0(s)e^{-\tau s}[1+G_{c2}(s)G_0^*(s)]}{1+G_{c1}(s)G_0(s)e^{-\tau s}G_{c2}(s)G_0^*(s)+G_{c1}(s)G_0^*(s)+G_{c2}(s)G_0^*(s)}$$

$$=\frac{G_{c1}(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1+G_{c1}(s)G_0^*(s)\dfrac{1+G_0(s)G_{c2}(s)e^{-\tau s}}{1+G_{c2}(s)G_0^*(s)}} \tag{7-26}$$

$$\frac{Y(s)}{N(s)}=\frac{G_0(s)e^{-\tau s}[1+G_{c2}(s)G_0^*(s)+G_{c1}(s)G_0^*(s)]}{1+G_{c1}(s)G_0(s)e^{-\tau s}G_{c2}(s)G_0^*(s)+G_{c1}(s)G_0^*(s)+G_{c2}(s)G_0^*(s)}$$

$$=\frac{G_0(s)e^{-\tau s}\left[1+\dfrac{1+G_{c1}(s)G_0^*(s)}{1+G_{c2}(s)G_0^*(s)}\right]}{1+G_{c1}(s)G_0^*(s)\dfrac{1+G_0(s)G_{c2}(s)e^{-\tau s}}{1+G_{c2}(s)G_0^*(s)}} \tag{7-27}$$

系统的特征方程为

$$D(s)=1+G_{c1}(s)G_0^*(s)\frac{1+G_0(s)G_{c2}(s)e^{-\tau s}}{1+G_{c2}(s)G_0^*(s)}=0$$

如果选择 $G_{c2}(s)$ 的模足够小，则

$$1+G_0(s)G_{c2}(s)e^{-\tau s}\approx 1,\quad 1+G_{c2}(s)G_0^*(s)\approx 1$$

闭环系统的特征方程近似为

$$D(s)=1+G_{c1}(s)G_0^*(s)=0$$

系统的稳定性与补偿控制器无关，与被控对象的时滞无关。由式(7-26)和式(7-27)可以看到，系统对模型参数的变化不敏感，且模型不含时滞。

对于一阶惯性加纯滞后的被控对象，$G_0(s)e^{-\tau s}=2e^{-4s}/(4s+1)$，当模型参数失配时(假设 K_0 与 K_0^* 相差为4)，为了使系统无静差，控制器均选择为 PI 规律，参数整定采用试探观测法，主控制器的参数 $K_P=0.1$、$T_I=12.5$，补偿控制器的参数 $K_P=1$、$T_I=80$。

当系统在幅值为 5 的阶跃信号和幅度为 0.5 的随机干扰作用下时，采用 Smith 预估补偿控制方案和改进型 Smith 补偿控制方案的仿真框图如图 7-54 所示，对应的响应曲线如图 7-55 所示，依次为随机扰动、模型精确匹配 Smith 预估补偿控制、模型失配 Smith 预估补偿控制和模型失配改进型 Smith 补偿控制响应曲线。

由图 7-55 可知，虽然系统模型失配很严重，系统所受的干扰也较大，但是采用改进型



Smith 补偿控制方案后系统响应较为理想，系统对模型参数的变化不敏感。

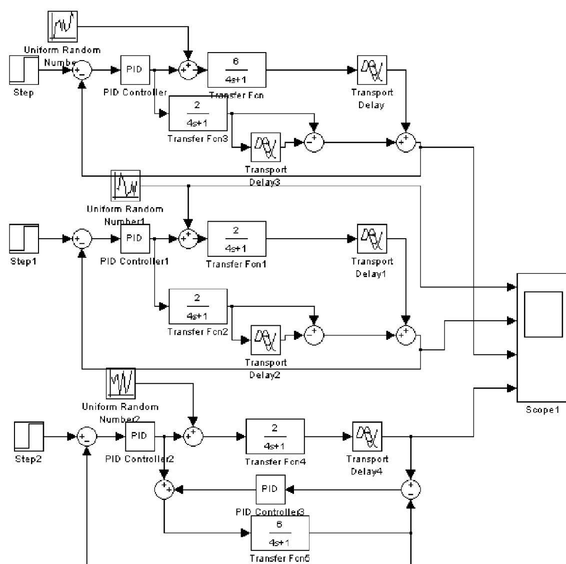


图 7-54　改进型 Smith 补偿控制方案的仿真框图

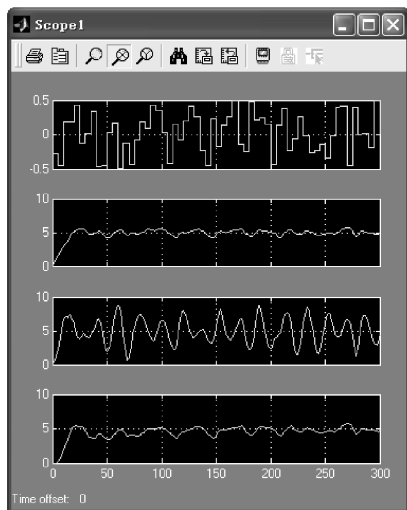


图 7-55　控制系统阶跃响应曲线

7.4.3　采样控制方案

所谓采样控制方案，就是指当被控过程受到干扰信号作用使被控量偏离设定值时，采样一次偏差信号，发出一个控制信号，然后保持其控制信号不变，保持时间等于或大于纯滞后时间，直到控制作用的效果在被控量变化中反映出来为止。此时，根据被控量的偏差大小和方向再决定下一步的控制信号。说得简单些，采样控制就是“调一调、等一等”的控制。

采样控制方案核心思想是避免控制器进行不必要的误操作，而宁愿让控制作用弱一些。无需掌握精确的过程动态特性，就能克服被控过程中纯滞后对控制系统带来的不利影响。只需注意此时采样周期的选择应略大于过程的纯滞后时间。

第 8 章 解耦控制系统

8

8.1 多变量控制系统的耦合

在线性控制系统中，经常假设系统只有一个被控变量。影响这个被控变量的诸多因素中，选择一个控制量，而其他因素均看成系统的扰动，构成单输入单输出控制系统。然而实际系统是复杂的，大多是多个过程参数需要控制，并且影响这些被控变量的控制量也往往不只一个，构成多输入多输出的过程控制系统。其中系统中常常一个输入将影响到多个输出，而一个输出也往往受到多个输入的影响，即系统各个输入输出变量之间的通道存在耦合。例如图 8-1 所示为流量、压力相互耦合的控制系统。

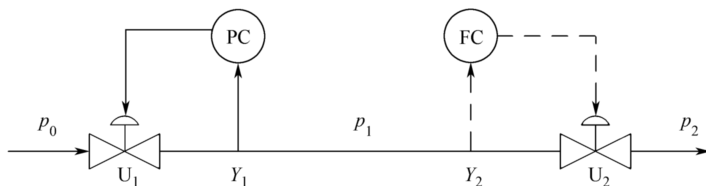


图 8-1 流量、压力相互耦合的控制系统

系统中流量和压力两个控制系统分别投入运行时，各个控制系统能正常运行。但是，如果两个控制系统同时运行时，控制阀 U_1 或 U_2 的开度变化不仅对各自的控制系统有影响，同时也对另一个控制系统有影响。例如，当压力 Y_1 低于要求值，则要求压力控制系统开大控制阀 U_1，此时另一流量变量 Y_2 也随之增大，而流量控制系统又必须关小控制阀 U_2，结果又使得压力升高。反之，流量控制阀的开度变化同样也会引起压力变化，从而使两个控制系统相互影响，这种影响称为系统的关联或耦合。控制系统之间的相互耦合将直接影响各被控变量和控制信号之间的独立控制作用，有时甚至会破坏各自系统的正常工作。

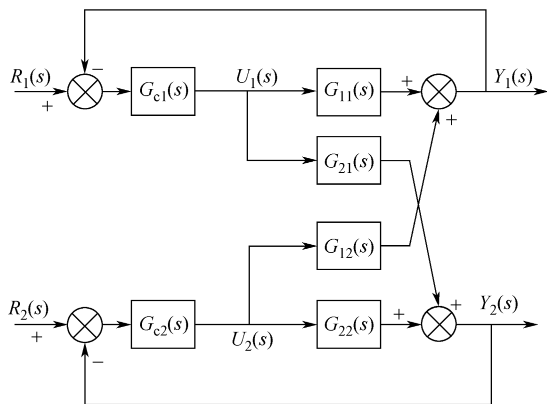


图 8-2 双输入双输出控制系统结构框图

过程控制系统中变量之间的耦合(关联)是普遍存在的，各变量之间有时有强耦合(强关联)，而有时只是松散的耦合，甚至无耦合。过程控制系统之间的耦合(关联)程度可用传递函数矩阵表示。图 8-2 所

示为双输入双输出耦合控制系统结构框图。

从图 8-2 中可以看出，控制器 $G_{c1}(s)$ 的输出 $U_1(s)$ 不仅通过传递函数 $G_{11}(s)$ 影响系统输出 $Y_1(s)$，而且还通过交叉通道传递函数 $G_{21}(s)$ 影响系统的输出 $Y_2(s)$；同样，控制器 $G_{c2}(s)$ 的输出 $U_2(s)$ 不仅通过传递函数 $G_{22}(s)$ 影响系统输出 $Y_2(s)$，而且还通过交叉通道传递函数 $G_{12}(s)$ 影响系统的输出 $Y_1(s)$。

上述耦合关系可用传递函数矩阵来描述

$$\boldsymbol{Y}(s)=\boldsymbol{G}(s)\boldsymbol{U}(s) \tag{8-1}$$

或

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{bmatrix} \tag{8-2}$$

式中　$\boldsymbol{Y}(s)$——输出矩阵；

$\boldsymbol{U}(s)$——输入矩阵；

$\boldsymbol{G}(s)$——传递函数矩阵。

确定各变量之间耦合程度的分析方法有直接法和相对增益法。直接法是采用解析法得到各变量之间的传递函数关系，从而确定过程中每个变量相对每个控制作用的耦合程度。相对增益法是一种通用的耦合特性分析工具，通过相对增益矩阵不仅可以确定变量之间的耦合程度，而且可依此去设计解耦控制系统。

相对增益矩阵是衡量多变量系统各变量之间耦合程度的静态参数。以图 8-3 所示静态时的双输入双输出系统为例说明几个定义，图 8-3 中，k_{11}、k_{12}、k_{21} 和 k_{22} 为系统传递函数的静态增益系数。

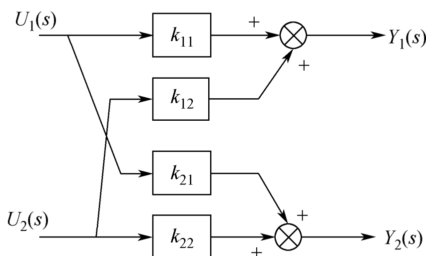


图 8-3　双输入双输出对象的静态特性框图

8.1.1　第一增益

某一通道输入 u_j 对输出 y_i 的第一增益是指其他控制回路均为开环 $[U_k(s)=0, k\neq j]$ 时，该通道的增益用 $p_{ij}=\left.\dfrac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_u$ 表示，即第一增益是在其余通道开路情况下该通道的静态增益。例如，图 8-3 所示系统的输入 u_1 对输出 y_1 的第一增益为 $p_{11}=\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{u_2}$ 时，根据传递函数矩阵表达式有

$$y_1=k_{11}u_1+k_{12}u_2$$
$$y_2=k_{21}u_1+k_{22}u_2$$

其他控制回路均为开环，控制输入不变，即 $U_2(s)=0$，得到 $p_{11}=\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{u_2}=k_{11}$，同理得 $p_{12}=\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_2}\right|_{u_1}=k_{12}$，$p_{21}=\left.\dfrac{\partial y_2}{\partial u_1}\right|_{u_2}=k_{21}$，$p_{22}=\left.\dfrac{\partial y_2}{\partial u_2}\right|_{u_1}=k_{22}$。

8.1.2　第二增益

某一通道输入 u_j 对输出 y_i 的第二增益是指其他控制回路均为闭环 $[Y_k(s)=0, k\neq j]$ 时，



该通道的增益用 $q_{ij}=\left.\dfrac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_y$ 表示。

例如，在图 8-3 中，系统的输入 u_1 对输出 y_2 的第二增益表示为$\left.\dfrac{\partial y_2}{\partial u_1}\right|_{y_1}$，根据传递函数矩阵表达式，因其他控制回路处于闭环状态，即 $Y_1(s)=0$，所以得到

$$0=k_{11}u_1+k_{12}u_2$$

$$y_2=k_{21}u_1+k_{22}u_2$$

消除变量 $U_2(s)$，得到

$$q_{21}=\left.\frac{\partial y_2}{\partial u_1}\right|_{y_1}=-\frac{k_{11}k_{22}-k_{12}k_{21}}{k_{12}}$$

同理得

$$q_{22}=\left.\frac{\partial y_2}{\partial u_2}\right|_{y_1}=\frac{k_{11}k_{22}-k_{12}k_{21}}{k_{11}},\quad q_{12}=\left.\frac{\partial y_1}{\partial u_2}\right|_{y_2}=-\frac{k_{11}k_{22}-k_{12}k_{21}}{k_{21}},\quad q_{11}=\left.\frac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{y_2}=\frac{k_{11}k_{22}-k_{12}k_{21}}{k_{22}}$$

8.1.3 相对增益

相对增益指某一通道输入 u_j 对输出 y_i 的第一增益与某一通道输入 u_j 对输出 y_i 的第二增益之比，用 λ_{ij}表示，即

$$\lambda_{ij}=\frac{\left.\dfrac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_u}{\left.\dfrac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_y}=\frac{p_{ij}}{q_{ij}} \tag{8-3}$$

相对增益是第一增益占第二增益的分数率，因此可用相对增益表示系统的耦合程度。

对于图 8-3 所示系统的输入 u_1 对输出 y_1 相对增益 $\lambda_{11}=\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{u_2}\Big/\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{y_2}$，根据定义得

$$\lambda_{11}=\frac{\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{u_2}}{\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{y_2}}=\frac{k_{22}k_{11}}{k_{11}k_{22}-k_{12}k_{21}}$$

同理可得

$$\lambda_{12}=\frac{\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_2}\right|_{u_1}}{\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_2}\right|_{y_2}}=-\frac{k_{12}k_{21}}{k_{11}k_{22}-k_{12}k_{21}}\quad \lambda_{21}=\frac{\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{u_2}}{\left.\dfrac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{y_2}}=-\frac{k_{12}k_{21}}{k_{11}k_{22}-k_{12}k_{21}}$$

$$\lambda_{22}=\frac{\left.\dfrac{\partial y_2}{\partial u_2}\right|_{u_1}}{\left.\dfrac{\partial y_2}{\partial u_2}\right|_{y_1}}=\frac{k_{11}k_{22}}{k_{11}k_{22}-k_{12}k_{21}}$$

一般可把 j 个输入、i 个输出系统的相对增益写成相对增益矩阵的形式，即



$$\boldsymbol{\Lambda}=\begin{bmatrix}\lambda_{11} & \lambda_{12} & \cdots & \lambda_{1j}\\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \cdots & \lambda_{2j}\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ \lambda_{i1} & \lambda_{i2} & \cdots & \lambda_{ij}\end{bmatrix} \tag{8-4}$$

输入 u_j 对输出 y_i 的相对增益 λ_{ij} 的大小反映了系统变量 u_j 与 y_i 之间的耦合程度。

8.1.4　相对增益的性质

1）相对增益矩阵中，每一行和每一列元素之和为 1。

2）相对增益矩阵中所有元素均为正时，称为正耦合；相对增益矩阵中只要有一个元素为负时，称为负耦合。负相对增益表示系统通道之间为一个不稳定的控制过程。

3）若相对增益矩阵为单位矩阵，则表明过程通道之间没有静态耦合，系统的每一个通道均可以构成单回路控制。

4）控制系统中如果有一个相对增益 λ_{ij} 接近 1，则采用第 j 个输入 u_j 控制第 i 个输出 y_i，可以减小系统的耦合。

5）当系统的某一个相对增益 λ_{ij} 接近 0 时，表示系统不宜采用第 j 个输入 u_j 控制第 i 个输出 y_i。

6）若相对增益矩阵的非对角线元素为 1，对角线元素为零，则表明过程控制通道输入、输出的控制关系选择错误。

7）当系统的某一个相对增益 λ_{ij} 在 0.3 ~ 0.7 之间或大于 1.5 时，说明系统存在严重耦合，必须用解耦控制系统设计方法去解除耦合。

8.1.5　多输入多输出系统的相对增益矩阵

相对增益矩阵是多输入多输出系统选择控制通道和解耦控制方法的主要依据。相对增益矩阵的求法有实验法、解析法和间接法。

1. 实验法

实验法是按照相对增益的定义求取的，第一放大系数比较容易求取；而第二放大系数的求取有较大困难，甚至在实际系统中难以进行。

2. 解析法

解析法根据被控过程的工作原理，通过对输入输出数学关系的推导来求取。该方法计算量较大，实际使用受到了限制。

以图 8-1 所示的流量控制过程为例，用解析法求以阀门 1 和阀门 2 开度 u_1、u_2 为输入，管道流量 y_2 和管道压力 y_1 为输出的双输入双输出系统的增益矩阵。管内压差和流量的关系可表示为

$$y_2=u_1(p_0-p_1)=u_2(p_1-p_2)$$
$$y_1=p_1$$

由上式得

$$y_1=p_1=\frac{u_1p_0+u_2p_2}{u_1+u_2}$$

$$y_2=\frac{u_1u_2}{u_1+u_2}(p_0-p_2)$$



根据定义求 u_1 到 y_2 通道的第一增益和第二增益得

$$p_{21}=\frac{\partial y_2}{\partial u_1}\bigg|_{u_2}=\left(\frac{u_2}{u_1+u_2}\right)^2(p_0-p_2)$$

$$q_{21}=\frac{\partial y_2}{\partial u_1}\bigg|_{y_1}=\frac{u_2}{u_1+u_2}(p_0-p_2)$$

因此，求得相对增益为

$$\lambda_{21}=\frac{\left.\frac{\partial y_2}{\partial u_1}\right|_{u_2}}{\left.\frac{\partial y_2}{\partial u_1}\right|_{y_1}}=\frac{u_2}{u_1+u_2}=\frac{\frac{y_2}{y_1-p_2}}{\frac{y_2}{p_0-y_1}+\frac{y_2}{y_1-p_2}}=\frac{p_0-y_1}{p_0-p_2}$$

同理求得

$$\lambda_{11}=\frac{\left.\frac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{u_2}}{\left.\frac{\partial y_1}{\partial u_1}\right|_{y_2}}=\frac{y_1-p_2}{p_0-p_2},\quad \lambda_{12}=\frac{\left.\frac{\partial y_1}{\partial u_2}\right|_{u_1}}{\left.\frac{\partial y_1}{\partial u_2}\right|_{y_2}}=\frac{p_0-y_1}{p_0-p_2},\quad \lambda_{22}=\frac{\left.\frac{\partial y_2}{\partial u_2}\right|_{u_1}}{\left.\frac{\partial y_2}{\partial u_2}\right|_{y_1}}=\frac{y_1-p_2}{p_0-p_2}$$，则相对增益矩阵为

$$\boldsymbol{\Lambda}=\begin{bmatrix}\lambda_{11} & \lambda_{12}\\ \lambda_{21} & \lambda_{22}\end{bmatrix}=\frac{1}{p_0-p_2}\begin{bmatrix}y_1-p_2 & p_0-y_1\\ p_0-y_1 & y_1-p_2\end{bmatrix}$$

3. 间接法

间接法通过相对增益与第一增益的关系，利用第一增益去求相对增益，实际中求取较方便，应用广泛。

假设系统的开环放大系数矩阵 $\boldsymbol{K}$(即静态增益矩阵)如下

$$\boldsymbol{K}=\begin{bmatrix}k_{11} & k_{12} & \cdots & k_{1j}\\ k_{21} & k_{22} & \cdots & k_{2j}\\ \vdots & & & \\ k_{i1} & k_{i2} & \cdots & k_{ij}\end{bmatrix}$$

则它就是系统的第一增益矩阵，即 $p_{ij}=\left.\frac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_u=k_{ij}$；如果 $\boldsymbol{K}$ 非奇异，则其逆矩阵 $\boldsymbol{K}^{-1}$ 的各元素就是$\left.\frac{\partial u_i}{\partial y_j}\right|_y$，其转置矩阵 $\boldsymbol{C}=[\boldsymbol{K}^{-1}]^{\mathrm{T}}$ 的各元素仍是$\left.\frac{\partial u_i}{\partial y_j}\right|_y$。则相对增益矩阵为

$$\lambda_{ij}=\left(\left.\frac{\partial y_i}{\partial u_j}\right|_u\right)\left(\left.\frac{\partial u_i}{\partial y_j}\right|_y\right)=k_{ij}\frac{(\mathrm{adj}K)_{ij}}{\det K} \tag{8-5}$$

即相对增益矩阵各元素是矩阵 $\boldsymbol{K}$ 中的每个元素与转置矩阵 $\boldsymbol{C}$ 相应元素的乘积。即相对增益矩阵可表示为矩阵 $\boldsymbol{K}$ 和转置矩阵 $\boldsymbol{C}$ 的点积，即

$$\boldsymbol{\Lambda}=\boldsymbol{K}\cdot\boldsymbol{C} \tag{8-6}$$

对于双输入双输出系统有

$$\begin{bmatrix}Y_1(s)\\ Y_2(s)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}G_{11}(s) & G_{12}(s)\\ G_{21}(s) & G_{22}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}U_1(s)\\ U_2(s)\end{bmatrix}$$

稳态时对应的传递函数可简化为



$$y_1 = k_{11}u_1 + k_{12}u_2$$
$$y_2 = k_{21}u_1 + k_{22}u_2$$

系统的第一增益为

$$p_{ij} = \frac{\partial y_i}{\partial u_j}\bigg|_u = k_{ij}$$

第一增益矩阵为

$$\boldsymbol{K} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{K}^{-1} = \frac{1}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}} \begin{bmatrix} k_{22} & -k_{12} \\ -k_{21} & k_{11} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{C} = [\boldsymbol{K}^{-1}]^{\mathrm{T}} = \frac{1}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}} \begin{bmatrix} k_{22} & -k_{21} \\ -k_{12} & k_{11} \end{bmatrix}$$

根据式(8-5)可求得相对增益为

$$\lambda_{11} = \left(\frac{\partial y_1}{\partial u_1}\bigg|_y\right)\left(\frac{\partial u_1}{\partial y_1}\bigg|_y\right) = k_{11}\ [\boldsymbol{K}^{-1}]^{\mathrm{T}}_{11} = \frac{k_{11}k_{22}}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}}$$

$$\lambda_{12} = \left(\frac{\partial y_1}{\partial u_2}\bigg|_y\right)\left(\frac{\partial u_2}{\partial y_1}\bigg|_y\right) = k_{12}\ [\boldsymbol{K}^{-1}]^{\mathrm{T}}_{12} = \frac{-k_{12}k_{21}}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}}$$

$$\lambda_{21} = \left(\frac{\partial y_2}{\partial u_1}\bigg|_y\right)\left(\frac{\partial u_1}{\partial y_2}\bigg|_y\right) = k_{21}\ [\boldsymbol{K}^{-1}]^{\mathrm{T}}_{21} = \frac{-k_{21}k_{12}}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}}$$

$$\lambda_{22} = \left(\frac{\partial y_2}{\partial u_2}\bigg|_y\right)\left(\frac{\partial u_2}{\partial y_2}\bigg|_y\right) = k_{22}\ [\boldsymbol{K}^{-1}]^{\mathrm{T}}_{22} = \frac{k_{11}k_{22}}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}}$$

相对增益矩阵为

$$\boldsymbol{\Lambda} = \boldsymbol{K} \cdot \boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} \dfrac{k_{11}k_{22}}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}} & \dfrac{-k_{12}k_{21}}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}} \\ \dfrac{-k_{12}k_{21}}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}} & \dfrac{k_{11}k_{22}}{k_{11}k_{22} - k_{12}k_{21}} \end{bmatrix}$$

例如已知被控对象的传递函数矩阵 $\boldsymbol{G}(s)$，即

$$\boldsymbol{G}(s) = \begin{bmatrix} \dfrac{1.02}{11.76s+1} & \dfrac{-0.52}{10.1s+1} & \dfrac{0.24}{2.5s+1} \\ \dfrac{-0.54}{10.4s+1} & \dfrac{1.04}{2.6s+1} & \dfrac{0.44}{0.52s+1} \\ \dfrac{1.04}{3.5s+1} & \dfrac{0.54}{7.6s+1} & \dfrac{0.72}{0.87s+1} \end{bmatrix}$$

则系统的静态增益矩阵 $\boldsymbol{K}$ 为

$$\boldsymbol{K} = \begin{bmatrix} 1.02 & -0.52 & 0.24 \\ -0.54 & 1.04 & 0.44 \\ 1.04 & 0.54 & 0.72 \end{bmatrix}$$

其逆矩阵为

$$\boldsymbol{K}^{-1} = \begin{bmatrix} -2.059 & -2.03 & 1.927 \\ -3.409 & -1.953 & 2.33 \\ 5.531 & 4.397 & -2.025 \end{bmatrix}$$



$$C=[K^{-1}]^{T}=\begin{bmatrix}-2.059 & -3.409 & 5.531\\ -2.03 & -1.953 & 4.397\\ 1.927 & 2.33 & -2.025\end{bmatrix}$$

则相对增益矩阵为

$$\Lambda=K\cdot C=\begin{bmatrix}-2.1 & 1.773 & 1.327\\ 1.096 & -2.031 & 1.935\\ 2.004 & 1.258 & -2.262\end{bmatrix}$$

从相对增益矩阵可知，该系统的耦合相当严重。

相对增益矩阵能够分析静态时系统的耦合程度，而不能用于动态时系统耦合程度的分析。

8.2　消除和减弱耦合的方法

对于耦合系统在设计控制器前，必须要确定哪个被控变量应该由哪个控制变量来控制，这就是被控变量与操纵变量的匹配。

8.2.1　被控变量(输出变量)与操纵变量(输入变量)间的正确匹配

从前面讨论可以知道，若系统相对增益矩阵为单位矩阵，则表明过程通道之间没有静态耦合，系统的每一个被控变量均可以构成单回路控制。如果控制系统的相对增益矩阵中有一个相对增益 λ_{ij} 接近 1，则采用第 j 个输入 u_j 控制第 i 个输出 y_i 可减小系统的耦合。为此，减弱与消除耦合的途径可通过被控变量与操纵变量间的正确匹配来解决，这是最简单且有效的手段。

下面以物料混合过程的控制为例来说明。图 8-4 所示的物料混合是由浓度为 100% 的物料 A 和浓度为 0 的物料 B 进行混合，控制系统要求混合后物料的浓度为 75%，AT 为成分变送器，AC 为成分控制器，FT 为流量变送器，FC 为流量控制器。

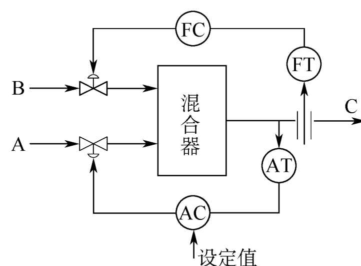


图 8-4　物料混合过程的控制

对于系统有

出口流量　　$Q=Q_A+Q_B$

出口浓度　　$C=\dfrac{Q_A}{Q_A+Q_B}=\dfrac{Q_A}{Q}$

根据图示，首先求取系统相对增益 λ_{11}(出口浓度 C 与物料 A 流量 Q_A)为

$$\lambda_{11}=\frac{\left.\dfrac{\partial C}{\partial Q_A}\right|_{Q_B}}{\left.\dfrac{\partial C}{\partial Q_A}\right|_{Q}}=1-C=0.25$$

系统的相对增益矩阵为

$$\Lambda=\begin{bmatrix}0.25 & 0.75\\ 0.75 & 0.25\end{bmatrix}$$



由相对增益矩阵可以看出，采用物料 A 与出口浓度 C 的匹配是不合理的。为减小耦合可采用由出口浓度 C 来控制物料 Q_B，而流量 Q 由 Q_A 来控制的系统。此时，对角线上的相对增益都接近于 1，减弱了控制系统的耦合。

8.2.2　控制器的参数整定

对于系统之间的耦合，在被控变量与控制变量正确匹配下，如果系统仍达不到理想解耦，则还可以通过调整控制器的参数，使两个控制回路的工作频率错开，从而使两个控制器的控制作用强弱不同。图 8-1 所示的压力和流量控制系统中，如果把流量作为主要被控变量，则流量控制回路按常规的单回路控制系统整定控制器参数，流量响应灵敏些；而压力作为次要被控变量，压力控制系统的控制器参数应整定得比例度大些，积分时间常数大些。这样，对流量控制系统来说，控制器输出对被控流量的作用是显著的。而该输出引起的压力变化经压力控制器输出后对流量的影响相当微弱，从而削弱了系统的耦合。需要注意的是，采用控制器参数整定的方法来削弱系统耦合时，次要的被控变量的控制品质往往会较差。

8.2.3　减少控制回路

如果在控制器参数整定时将次要控制回路控制器的比例度取为无穷大，则该控制回路就不存在了，它对主要控制回路的关联作用也就消失了。

8.2.4　串接解耦控制

在控制器输出端与被控对象输入端之间可以串接解耦控制装置。与被控对象一起构成新的广义对象的传递函数矩阵具有对角阵，则系统之间的耦合就解除，多个控制回路不再关联，变成若干个独立的单输入单输出系统。

8.3　解耦控制系统设计

解耦控制系统的设计就是设计合适的控制器解除控制回路或被控变量之间的耦合，完全解耦可使得控制器与被控变量之间成为一对一的独立控制系统。解耦控制器的设计方法有对角阵解耦、前馈补偿解耦、反馈解耦等。

8.3.1　对角阵解耦控制

对角阵解耦控制是多变量解耦控制中最早使用的一种解耦方法。图 8-5 所示为对角阵解耦的双变量控制系统结构图。

对角阵解耦要求被控对象特性矩阵与解耦控制矩阵的乘积等于对角阵 $\boldsymbol{G}^*(s)$，即

$$\boldsymbol{G}(s)\boldsymbol{D}(s)=\mathrm{diag}\left[\boldsymbol{G}_{ii}^*(s)\right] \tag{8-7}$$

$$\begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} D_{11}(s) & D_{12}(s) \\ D_{21}(s) & D_{22}(s) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} G_{11}^*(s) & 0 \\ 0 & G_{22}^*(s) \end{bmatrix}$$

因此，被控对象的输出与输入变量之间满足如下矩阵方程：

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} G_{11}^*(s) & 0 \\ 0 & G_{22}^*(s) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} U_{c1}(s) \\ U_{c2}(s) \end{bmatrix} \tag{8-8}$$



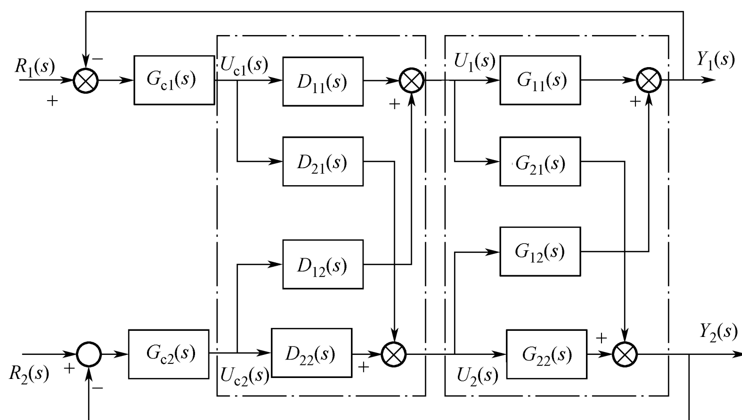


图 8-5　双变量对角阵解耦系统结构图

通过对角阵解耦，多变量系统变为相对独立的单变量控制系统。

假设被控对象传递函数矩阵 $\boldsymbol{G}(s)$ 为非奇异矩阵，则解耦控制器的数学模型由式(8-7)求得

$$\boldsymbol{D}(s)=\begin{bmatrix}D_{11}(s) & D_{12}(s)\\ D_{21}(s) & D_{22}(s)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}G_{11}(s) & G_{12}(s)\\ G_{21}(s) & G_{22}(s)\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}G_{11}^{*}(s) & 0\\ 0 & G_{22}^{*}(s)\end{bmatrix}$$
$$=\frac{1}{G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)}\begin{bmatrix}G_{22}(s) & -G_{12}(s)\\ -G_{21}(s) & G_{11}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}G_{11}^{*}(s) & 0\\ 0 & G_{22}^{*}(s)\end{bmatrix}$$
$$=\begin{bmatrix}\dfrac{G_{11}^{*}(s)G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)} & \dfrac{-G_{12}(s)G_{22}^{*}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)}\\ \dfrac{-G_{11}^{*}(s)G_{21}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)} & \dfrac{G_{11}(s)G_{22}^{*}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)}\end{bmatrix}\tag{8-9}$$

对角阵解耦后的等效控制系统如图 8-6 所示。

例如已知双输入双输出耦合系统如图 8-7 所示。

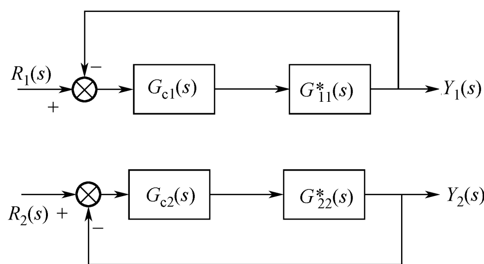


图 8-6　对角阵解耦后的等效控制系统

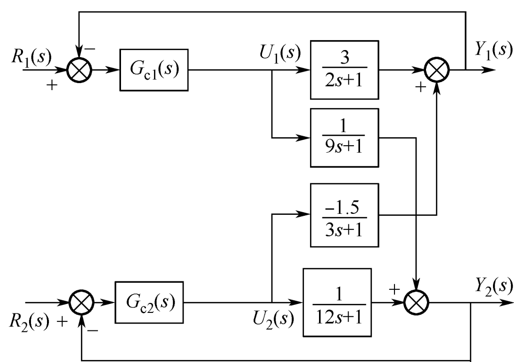


图 8-7　双变量耦合控制系统

要求解耦后系统的传递函数矩阵为

$$G^*(s)=\begin{bmatrix}\frac{3}{2s+1} & 0\\ 0 & \frac{1}{12s+1}\end{bmatrix}$$

试设计解耦控制器。

解：由图 8-7 可知，被控对象的传递函数矩阵为

$$G(s)=\begin{bmatrix}\frac{3}{2s+1} & \frac{-1.5}{3s+1}\\ \frac{1}{9s+1} & \frac{1}{12s+1}\end{bmatrix}$$

首先对系统进行耦合分析，由被控对象的传递函数矩阵得系统静态放大系数矩阵为

$$K=\begin{bmatrix}k_{11} & k_{12}\\ k_{21} & k_{22}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}3 & -1.5\\ 1 & 1\end{bmatrix}$$

K 即为系统的第一增益矩阵。

$$K^{-1}=\frac{1}{4.5}\begin{bmatrix}1 & 1.5\\ -1 & 3\end{bmatrix}$$

$$C=[K^{-1}]^{\mathrm{T}}=\frac{1}{4.5}\begin{bmatrix}1 & -1\\ 1.5 & 3\end{bmatrix}$$

则系统相对增益矩阵为

$$\Lambda=\begin{bmatrix}0.67 & 0.33\\ 0.33 & 0.67\end{bmatrix}$$

由相对增益矩阵可以看到，系统通道之间存在严重耦合，且系统输入与输出的配对正确。系统采用对角阵解耦法进行解耦。

根据式(8-9)可得解耦控制器的传递函数矩阵为

$$\begin{aligned}D(s)&=\begin{bmatrix}D_{11}(s) & D_{12}(s)\\ D_{21}(s) & D_{22}(s)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}G_{11}(s) & G_{12}(s)\\ G_{21}(s) & G_{22}(s)\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}G_{11}^*(s) & 0\\ 0 & G_{22}^*(s)\end{bmatrix}\\ &=\frac{1}{117s^2+57s+4.5}\begin{bmatrix}3(9s+1)(3s+1) & -1.5(2s+1)(9s+1)\\ -3(12s+1)(3s+1) & 3(9s+1)(3s+1)\end{bmatrix}\\ &=\begin{bmatrix}\frac{81s^2+36s+3}{117s^2+57s+4.5} & \frac{-27s^2+16.5s+1.5}{117s^2+57s+4.5}\\ \frac{-108s^2-45s-3}{117s^2+57s+4.5} & \frac{81s^2+36s+3}{117s^2+57s+4.5}\end{bmatrix}\end{aligned}$$

系统不存在耦合时的 Simulink 仿真框图如图 8-8 所示。

两个单输入单输出系统的控制器选择 PI 控制规律，参数整定为 $K_{P_1}=0.8$、$T_{I_1}=0.71$、$K_{P_2}=1$、$T_{I_2}=2.86$，系统的单位阶跃响应如图 8-9 所示，依次为给定信号、第一通道的输出响应、第二通道的输出响应。

系统耦合的 Simulink 仿真框图如图 8-10 所示，对应系统阶跃响应曲线如图 8-11 所示。

从图 8-9 和图 8-11 来看，系统的耦合主要影响响应的幅值、响应速度、系统稳定性。



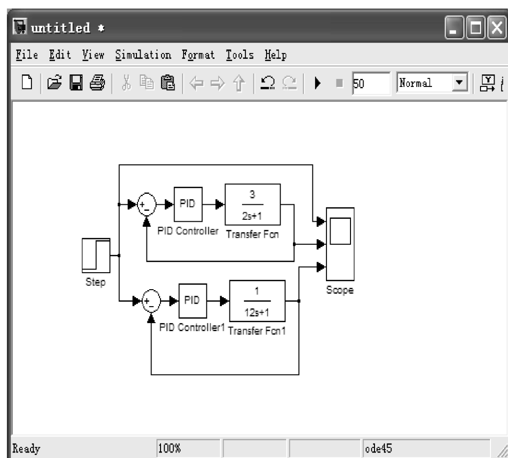


图 8-8　不存在耦合时的 Simulink 仿真框图

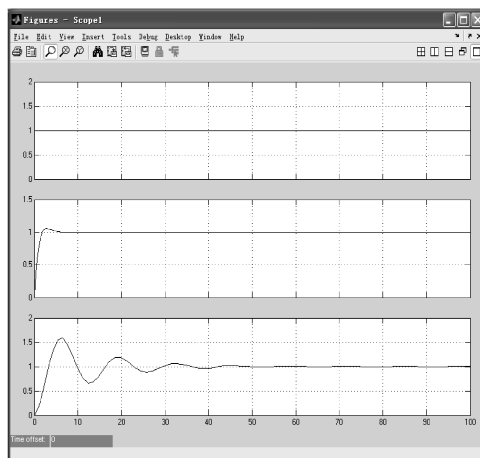
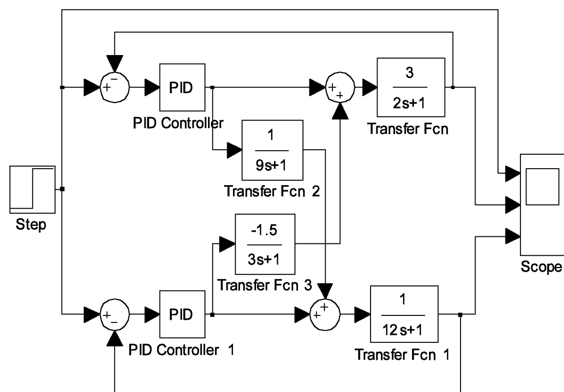


图 8-9　不存在耦合时的响应曲线



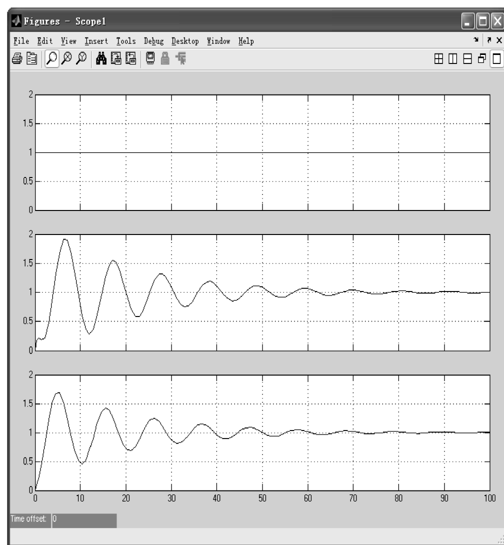


图 8-10　存在耦合时的 Simulink 仿真框图

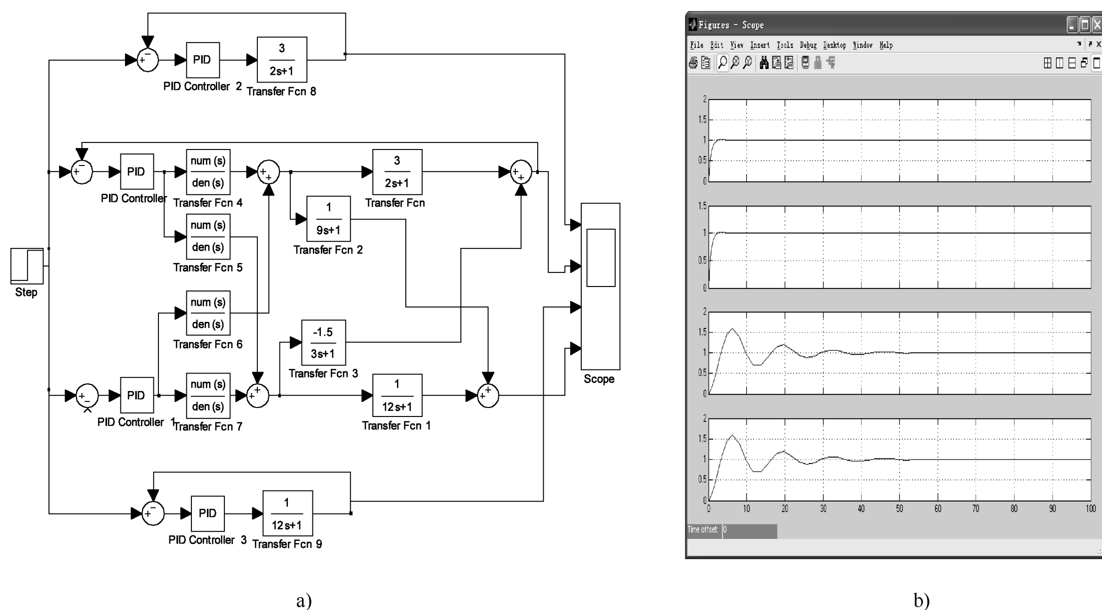
图 8-11　存在耦合时的阶跃响应曲线

按前面对角阵设计的解耦控制器，系统单回路和解耦系统比较的 Simulink 仿真框图如图 8-12a所示，系统在阶跃信号作用下响应曲线如图 8-12b 所示，依次为第一单回路系统输出响应、第一输出解耦后输出响应、第二单回路系统输出响应、第二输出解耦后输出响应。

解耦系统施加随机干扰的 Simulink 仿真框图如图 8-13 所示，系统在阶跃信号作用下，施加幅度为 0. 1 的随机干扰的响应曲线如图 8-14 所示，依次为给定信号、随机干扰、输出响应 Ⅰ 和输出响应 Ⅱ 。

由图 8-12 和图 8-14 可以看到，对于耦合程度较严重的系统，在已知被控对象的精确数学模型的情况下，采用对角阵解耦可以变成独立的单变量系统，且控制器参数的整定可仿照单变量系统进行。

但是，必须指出，对于多变量耦合控制系统，经过对角阵解耦求出的解耦控制器的数学模型可能过于复杂，并且变量越多，解耦控制模型越复杂，实现解耦控制器就越困难。



a)　　　　　　　　　　b)

图 8-12　单回路与对角阵解耦比较系统的 Simulink 仿真框图

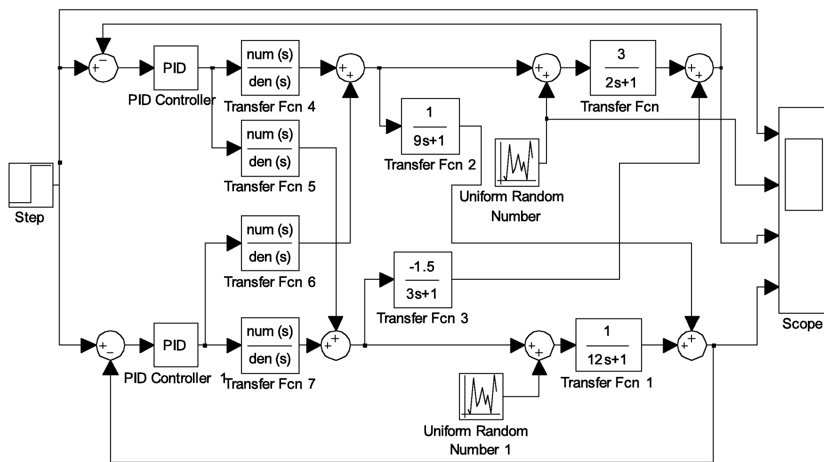


图 8-13　对角阵解耦系统整体 Simulink 仿真框图

8.3.2　单位矩阵解耦控制

单位阵解耦控制系统是对角阵解耦控制系统的一种特殊情况，解耦后目标传递函数矩阵 $\boldsymbol{G}^*(s)$ 为单位阵，即

$$\boldsymbol{G}(s)\boldsymbol{D}(s)=\boldsymbol{I}$$

$$\begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} D_{11}(s) & D_{12}(s) \\ D_{21}(s) & D_{22}(s) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{8-10}$$

解耦控制器的传递函数矩阵为



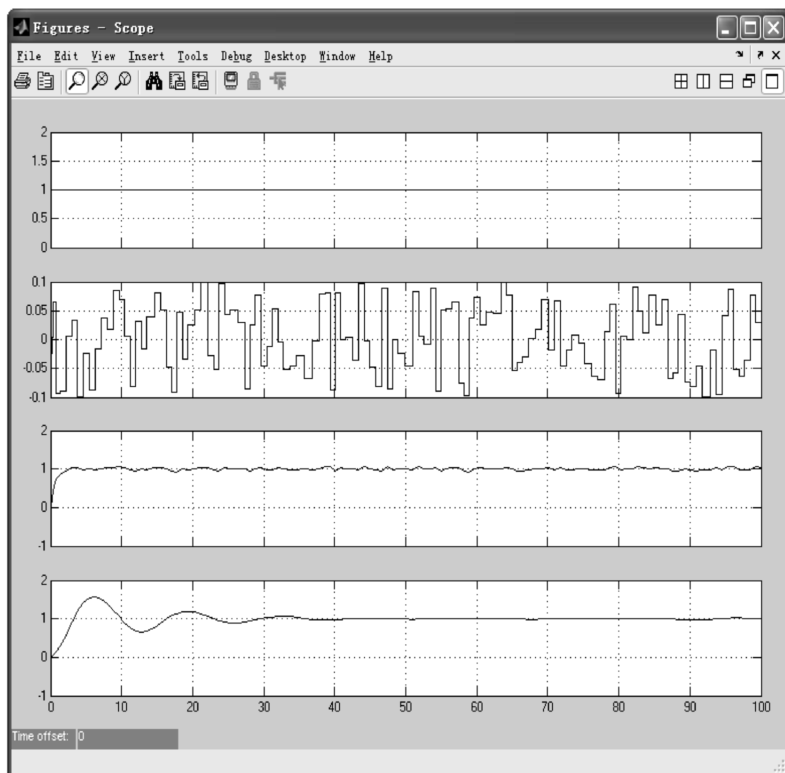


图 8-14 对角阵解耦系统响应曲线

$$\boldsymbol{D}(s)=\begin{bmatrix}D_{11}(s) & D_{12}(s)\\ D_{21}(s) & D_{22}(s)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}G_{11}(s) & G_{12}(s)\\ G_{21}(s) & G_{22}(s)\end{bmatrix}^{-1}$$

$$=\begin{bmatrix}\dfrac{G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)} & \dfrac{-G_{12}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)}\\ \dfrac{-G_{21}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)} & \dfrac{G_{11}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)}\end{bmatrix} \tag{8-11}$$

采用单位矩阵解耦控制，不但消除了原耦合系统之间的关联，同时还改变了等效被控对象的特性，此时对象特性为 1，因而极大地提高了系统的稳定性，但造成解耦控制器模型更难实现。

为了使解耦控制器模型更为简化、易于实现，同时为了改善通道的特性，可设置对角线上的元素为其他形式，例如假设解耦后的对角阵为

$$\boldsymbol{G}^*(s)=\begin{bmatrix}G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s) & 0\\ 0 & G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)\end{bmatrix} \tag{8-12}$$

则解耦控制器的传递函数矩阵为

$$\boldsymbol{D}(s)=\begin{bmatrix}D_{11}(s) & D_{12}(s)\\ D_{21}(s) & D_{22}(s)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}G_{11}(s) & G_{12}(s)\\ G_{21}(s) & G_{22}(s)\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}G_{11}^*(s) & 0\\ 0 & G_{22}^*(s)\end{bmatrix}$$



$$=\frac{1}{G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s)}\begin{bmatrix} G_{22}(s) & -G_{12}(s) \\ -G_{21}(s) & G_{11}(s) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s) & 0 \\ 0 & G_{11}(s)G_{22}(s)-G_{12}(s)G_{21}(s) \end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix} G_{22}(s) & -G_{12}(s) \\ -G_{21}(s) & G_{11}(s) \end{bmatrix} \tag{8-13}$$

显然式(8-13)所示的解耦控制器模型比式(8-9)及式(8-11)所示的解耦控制器模型要简单得多，实现起来也更方便。

8.3.3　前馈补偿解耦控制

前馈补偿解耦控制是根据不变性原理来设计解耦控制器的，从而消除系统的相互关联。图 8-15 所示为双变量前馈补偿解耦控制系统。

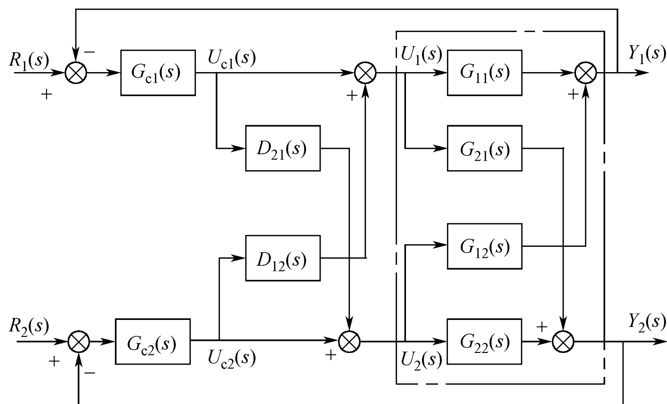


图 8-15　双变量前馈补偿解耦控制系统

要实现对 U_{c1} 与 Y_2、U_{c2} 与 Y_1 之间的解耦，根据前馈补偿原理可得

$$\begin{aligned} U_{c1}(s)D_{21}(s)G_{22}(s)+U_{c1}(s)G_{21}(s)=0 \\ U_{c2}(s)D_{12}(s)G_{11}(s)+U_{c2}(s)G_{12}(s)=0 \end{aligned} \tag{8-14}$$

因此，前馈补偿解耦控制器的传递函数为

$$\begin{aligned} D_{21}(s) &= -\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} \\ D_{12}(s) &= -\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} \end{aligned} \tag{8-15}$$

前馈补偿解耦后，图 8-15 所示的耦合系统将变为两个单回路控制系统。前馈补偿解耦与对角阵解耦具有相同的解耦效果，但前馈补偿解耦模型较简单，易于实现。另外，前馈补偿解耦还可以实现对扰动信号的解耦，前馈补偿解耦法是目前工业过程控制中应用最普遍的一种解耦方法。

例如已知双输入双输出耦合控制系统如图 8-16 所示。试设计解耦控制器。

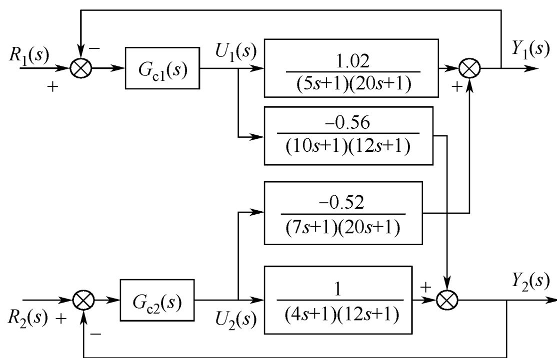


图 8-16　双输出耦合控制系统



解：由图 8-16 可知，被控对象的传递函数矩阵为

$$\boldsymbol{G}(s)=\begin{bmatrix}\dfrac{1.02}{(5s+1)(20s+1)} & \dfrac{-0.52}{(7s+1)(20s+1)}\\ \dfrac{-0.56}{(10s+1)(12s+1)} & \dfrac{1}{(4s+1)(12s+1)}\end{bmatrix}$$

首先对系统进行耦合分析：由被控对象的传递函数矩阵得系统静态放大系数矩阵为

$$\boldsymbol{K}=\begin{bmatrix}k_{11} & k_{12}\\ k_{21} & k_{22}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1.02 & -0.52\\ -0.56 & 1\end{bmatrix}$$

$\boldsymbol{K}$ 即为系统的第一增益系数矩阵。

$$\boldsymbol{K}^{-1}=\frac{1}{0.728}\begin{bmatrix}1 & 0.52\\ 0.56 & 1.02\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{C}=\left[\boldsymbol{K}^{-1}\right]^{\mathrm{T}}=\frac{1}{0.728}\begin{bmatrix}1 & 0.56\\ 0.52 & 1.02\end{bmatrix}$$

系统相对增益矩阵为

$$\boldsymbol{\Lambda}=\boldsymbol{K}\cdot\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1.4 & -0.4\\ -0.4 & 1.4\end{bmatrix}$$

由相对增益矩阵看到，系统通道之间存在严重耦合，且系统输入与输出的配对正确。系统采用前馈补偿解耦法进行解耦设计。

根据式(8-15)，前馈补偿控制器为

$$D_{21}(s)=-\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)}=-0.56\,\frac{4s+1}{10s+1}$$

$$D_{12}(s)=-\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)}=-0.51\,\frac{5s+1}{7s+1}$$

采用前馈补偿解耦后，系统变为两个独立的单输入单输出系统，为了保证系统无稳态误差，控制器采用 PI 控制，参数整定为 $K_{\mathrm{P_1}}=6$、$T_{\mathrm{I_1}}=50$、$K_{\mathrm{P_2}}=4$、$T_{\mathrm{I_2}}=37$。为了说明前馈补偿解耦正确性，我们对无耦合系统、耦合系统和前馈补偿解耦系统仿真研究，图 8-17 所示为系统采用前馈补偿解耦的 Simulink 仿真框图。图 8-18a 所示依次为系统无干扰时第一通道对应单回路输出、前馈解耦输出、第二通道对应单回路输出、前馈解耦输出；图 8-18b 所示为系统施加 0.2 的随机干扰时的干扰信号、第一通道对应单回路输出、前馈解耦输出、第二通道对应单回路输出、前馈解耦输出。

从图上可以明显看到，采用前馈解耦不仅可以做到将耦合系统等效为单回路控制系统，同时前馈解耦系统的抗干扰能力、反应速度等也大大提高。

8.3.4 反馈解耦控制

反馈解耦控制系统中，解耦控制器配置在系统的反馈通道上，而不是配置在系统的前向通道上，如图 8-19 所示。

要实现系统对输出量 Y_1 和 Y_2 的解耦，则有

$$\begin{aligned}-Y_1(s)D_{21}(s)G_{c2}(s)+Y_1(s)G_{21}(s)=0\\ -Y_2(s)D_{12}(s)G_{c1}(s)+Y_2(s)G_{12}(s)=0\end{aligned}\qquad(8\text{-}16)$$



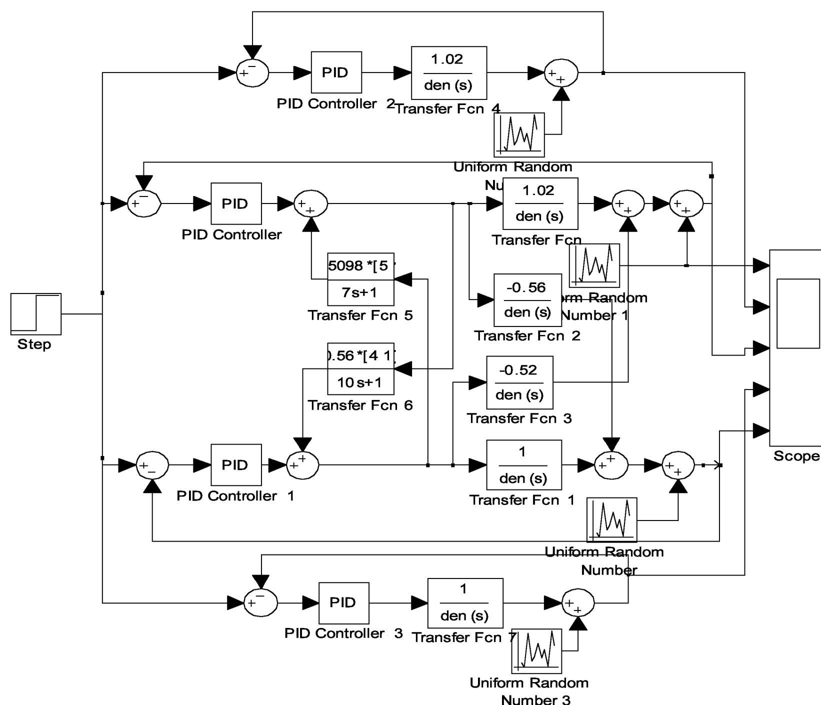
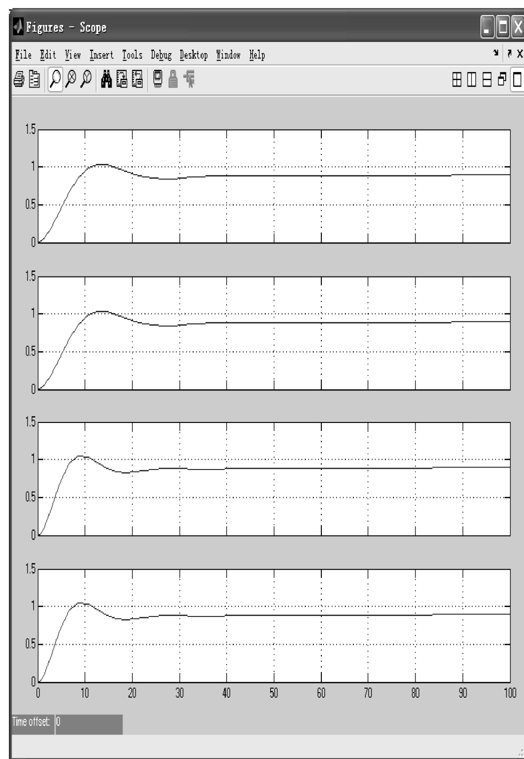
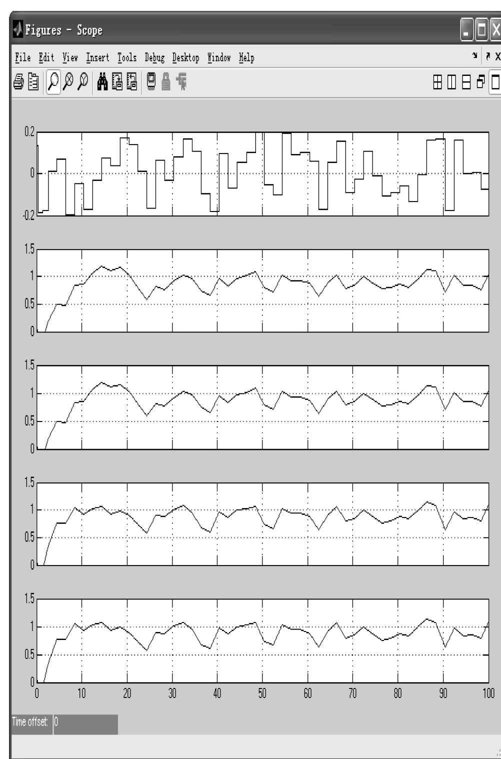


图 8-17　前馈补偿解耦系统的 Simulink 仿真框图



a)



b)

图 8-18　系统输出响应曲线



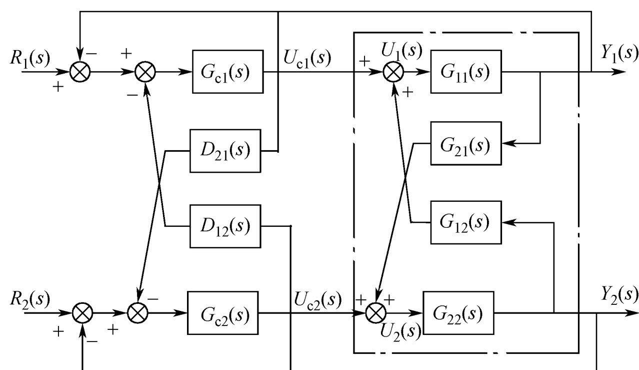


图 8-19　双变量反馈解耦控制系统

反馈解耦控制器的传递函数为

$$D_{21}(s)=\frac{G_{21}(s)}{G_{c2}(s)} \tag{8-17}$$

$$D_{12}(s)=\frac{G_{12}(s)}{G_{c1}(s)}$$

此时，系统的输出分别为

$$Y_1(s)=\frac{G_{c1}(s)G_{11}(s)R_1(s)}{1+G_{c1}(s)G_{11}(s)} \tag{8-18}$$

$$Y_2(s)=\frac{G_{c2}(s)G_{22}(s)R_2(s)}{1+G_{c2}(s)G_{22}(s)}$$

反馈解耦后的系统完全等效为两个独立控制通道单输入单输出系统。

8.3.5　简化解耦控制系统

上面几种解耦方法的任何一种被采用后，控制系统中交叉通道的相互影响都会被完全消除，系统可以等效成两个互相独立的单回路控制系统，这种解耦方法称为完全解耦，也称为理想解耦。

在解耦控制器的设计中，都必须已知被控对象准确的数学模型，而在实际中，无论是解析法还是实验法均不可能得到准确的被控对象的传递函数矩阵 $\boldsymbol{G}_0(s)$。并且 $\boldsymbol{G}_0(s)$ 中的每个传递函数元可能比较复杂，此时解耦控制器模型比较复杂，甚至无法实现。为此，首先要对被控过程的数学模型进行简化处理，然后还要对解耦控制器模型进行简化处理，最后要在实际应用中反复调整参数，以获得较为满意的控制效果。

1. 耦合被控对象模型的简化

在耦合的被控对象传递函数矩阵 $\boldsymbol{G}_0(s)$ 中，如果每个传递函数元 $G_{ij}(s)$ 的时间常数不等，而且最大的时间常数与最小的时间常数相差 10 倍以上，则可忽略最小的那个时间常数；如果有几个时间常数比较接近，则可以假设它们相等。

2. 解耦控制器模型的简化

系统实现完全解耦时，解耦控制器的模型比较复杂，如果只考虑静态解耦，静态解耦已经使耦合系统稳定运行，且能在一定程度上减小被控变量的耦合影响，那么解耦控制器模型

将大大简化。

8.4　解耦控制系统的 Simulink 仿真

例如精馏塔产品成分控制系统：精馏过程是对成品或半成品的分离和精制过程，精馏塔控制是一个典型的多变量过程控制系统，系统中被控变量和操纵变量的选取可多种多样。从节能方面考虑，工业上广泛采用回流量控制精馏物成分，蒸气量控制塔底产物的成分，其系统框图如图 8-20 所示。

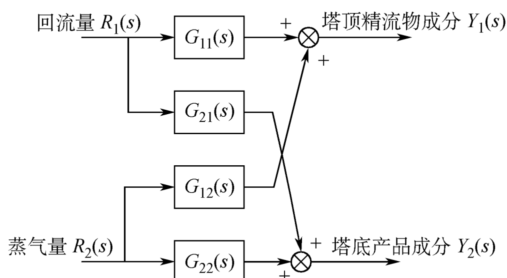


图 8-20　精馏塔两端产品成分控制系统框图

用实验法测得某化工厂精馏塔两端产品成分控制的数学模型为

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{0.088}{(75s+1)(722s+1)} & \dfrac{0.1825}{(15s+1)(722s+1)} \\ \dfrac{0.282}{(10s+1)(1850s+1)} & \dfrac{0.142}{(15s+1)(1850s+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1(s) \\ R_2(s) \end{bmatrix}$$

显然，塔顶通道与塔底通道之间存在紧密的关联，系统为双输入双输出耦合系统。采用前馈补偿解耦控制方法对系统进行控制。

按前馈补偿解耦控制器设计的前馈补偿解耦控制器为

$$D_{21}(s) = -\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} = -\frac{1.98(15s+1)}{(10s+1)}$$

$$D_{12}(s) = -\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} = -\frac{2.07(75s+1)}{(15s+1)}$$

采用前馈补偿解耦后系统的结构框图如图 8-21 所示。

采用图 8-22 所示的 Simulink 仿真框图验证解耦控制器的正确性，其响应曲线如图 8-23 所示，依次为单输入单输出系统 I 的单位阶跃响应、前馈补偿系统通道 I 的单位阶跃响应、

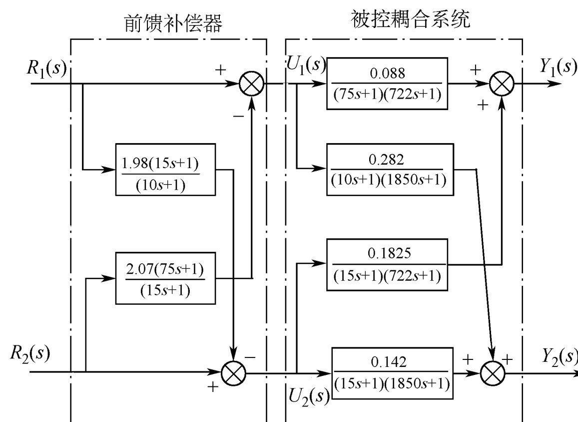


图 8-21　采用前馈补偿解耦控制系统框图

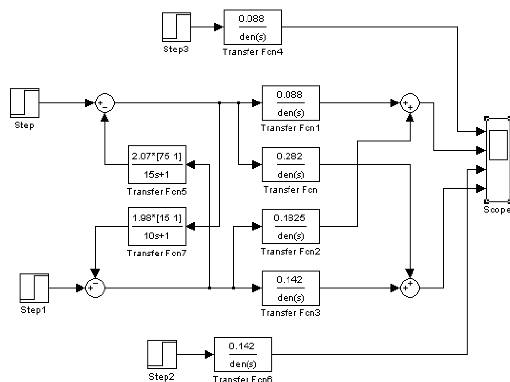


图 8-22　独立系统与解耦系统的 Simulink 仿真框图



单输入单输出系统Ⅱ的单位阶跃响应和前馈补偿系统通道Ⅱ的单位阶跃响应。

由图 8-23 可以看到，采用前馈补偿解耦控制器后，系统的响应和不存在耦合时的结果相同。解耦后系统可按两个独立的系统分析和控制。控制器的选择与参数整定可按单输入单输出系统来求取。考虑系统无静差的要求，控制器采用 PI 控制形式，解耦前后系统的整体仿真框图如图 8-24 所示，系统在幅度为 0. 2 的干扰信号作用下的阶跃响应曲线如图 8-25 所示。

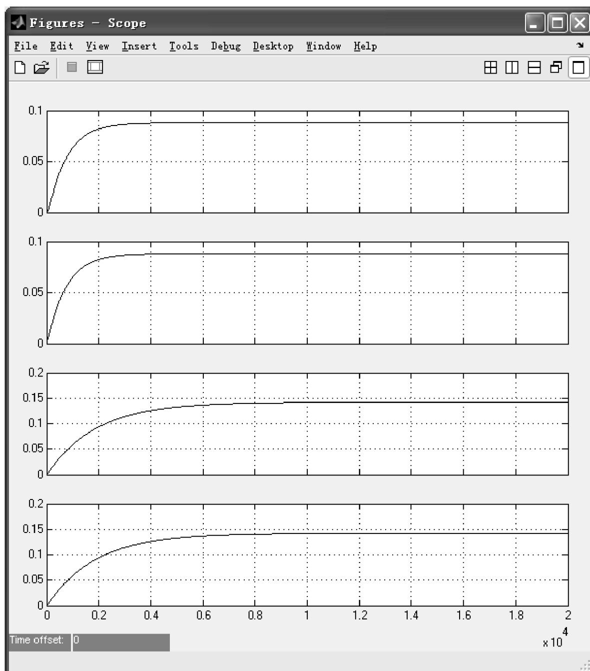


图 8-23　独立系统与解耦系统的阶跃响应

由图 8-25 可以看到，当按单输入单输系统确定控制器参数时，对耦合程度较严重的系统在干扰作用下无法正常工作；而采用前馈补偿解耦控制后，系统的响应仍和单输入单输系统接近，系统的稳定性、抗干扰能力、稳态精度等均优于不解耦的系统。

例如混凝土快干性和强度控制系统：混凝土快干性和强度受到纯原料量和含水量的影响，系统的输入量为纯原料量和含水量，系统的输出量为混凝土的快干性和其强度，系统输入与输出之间的数学模型为

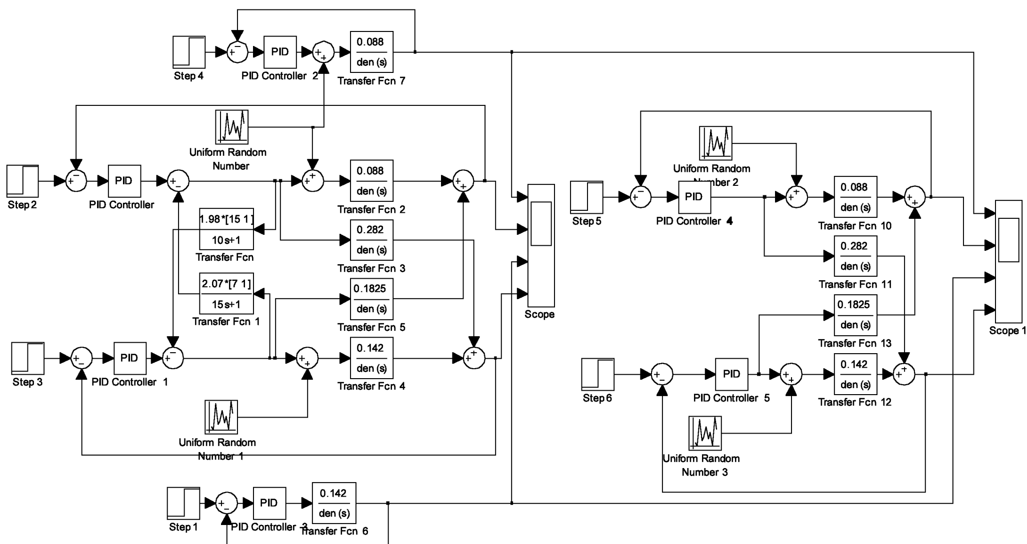
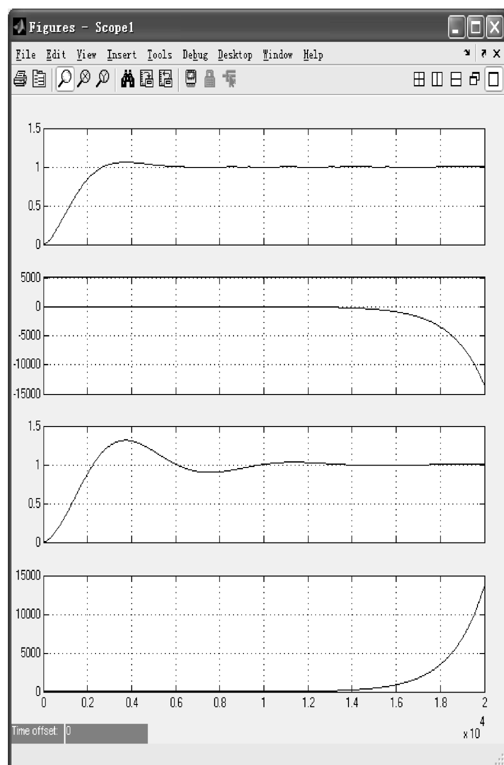
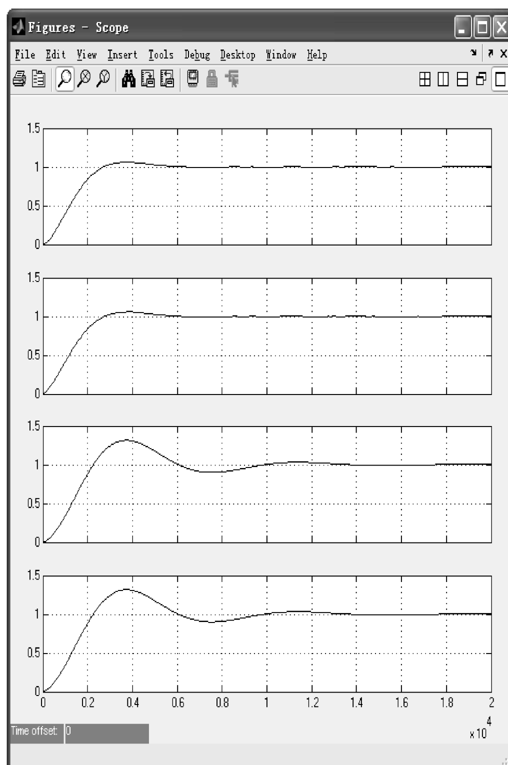


图 8-24　解耦前后系统的 Simulink 仿真框图



a)



b)

图 8-25　解耦前后系统的阶跃响应曲线

a）解耦前系统的响应　b）解耦后系统的响应

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{11}{7s+1} & \dfrac{0.5}{3s+1} \\ \dfrac{-3}{11s+1} & \dfrac{0.3}{5s+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1(s) \\ R_2(s) \end{bmatrix}$$

按相对增益矩阵的求取可得系统的相对增益矩阵为

$$\boldsymbol{\Lambda} = \begin{bmatrix} 0.69 & 0.31 \\ 0.31 & 0.69 \end{bmatrix}$$

从相对增益矩阵可以看出系统的通道之间存在较强的相互耦合，应对系统进行解耦设计。采用单位矩阵解耦设计，并且为了使解耦控制器模型更为简化、易于实现；同时为了改善通道的特性，可设置对角线上的元素为

$$\boldsymbol{G}^*(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s) & 0 \\ 0 & G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s) \end{bmatrix}$$

根据式(8-13)可得解耦控制器的传递函数矩阵为

$$\boldsymbol{D}(s) = \begin{bmatrix} D_{11}(s) & D_{12}(s) \\ D_{21}(s) & D_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} G_{11}^*(s) & 0 \\ 0 & G_{22}^*(s) \end{bmatrix}$$



$$= \begin{bmatrix} G_{22}(s) & -G_{12}(s) \\ -G_{21}(s) & G_{11}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{0.3}{5s+1} & -\dfrac{0.5}{3s+1} \\ \dfrac{3}{11s+1} & \dfrac{11}{7s+1} \end{bmatrix}$$

系统解耦后的结构图如图 8-26 所示。

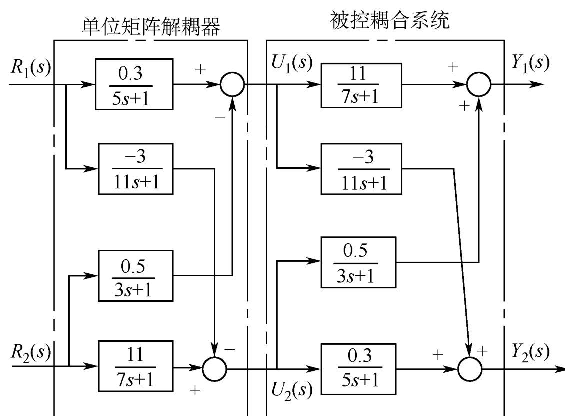


图 8-26　单位矩阵解耦系统结构图

单位矩阵解耦后等效为两个独立的单输入单输出控制系统，其 Simulink 仿真框图和梯形波输入下的响应曲线如图 8-27 所示。

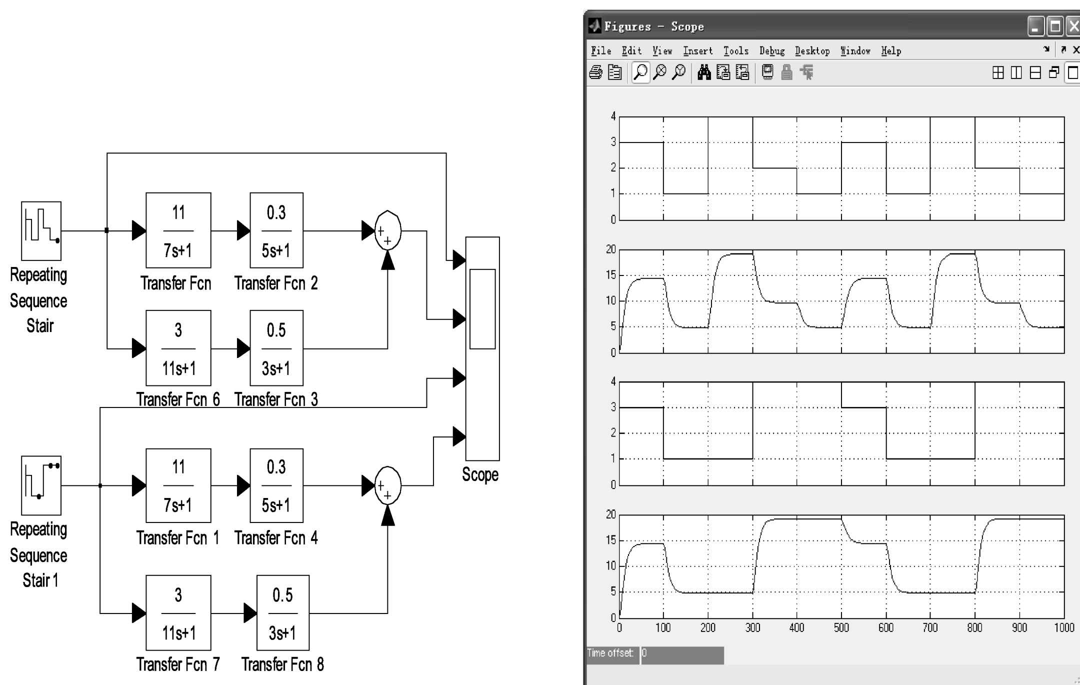


图 8-27　解耦后单输入单输出系统 Simulink 仿真框图和响应曲线

系统单位矩阵解耦前后的 Simulink 仿真框图如图 8-28 所示。

系统单位矩阵解耦前后的梯形波输入响应曲线如图 8-29 所示。

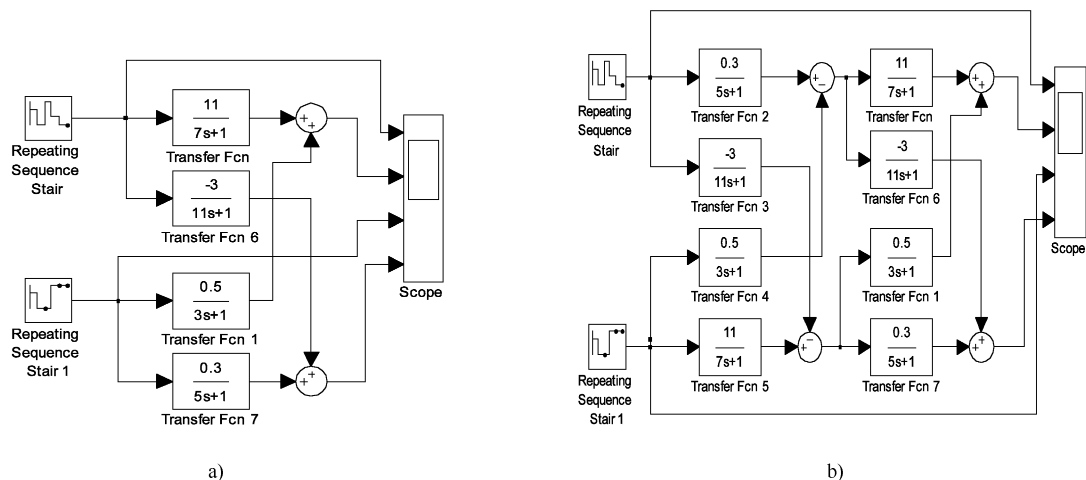


图 8-28　解耦前后系统 Simulink 仿真框图

a）解耦前系统的 Simulink 仿真框图　b）解耦后系统的 Simulink 仿真框图

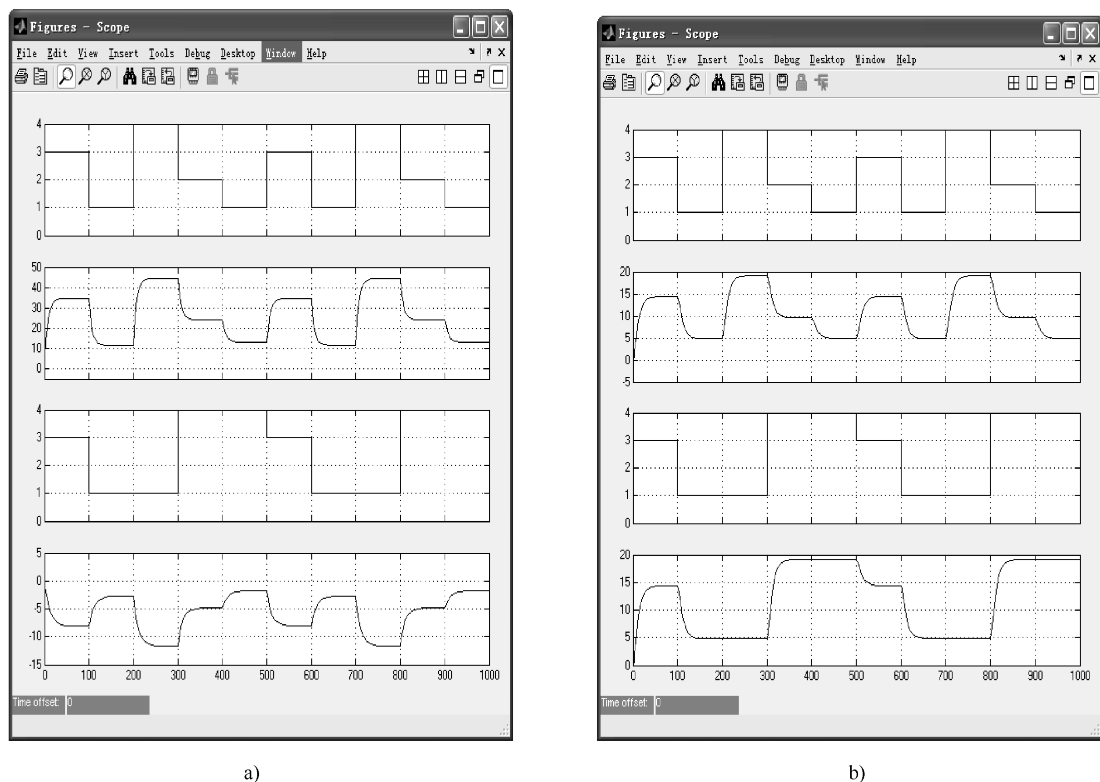


图 8-29　系统解耦前后的阶跃响应曲线

a）解耦前系统响应曲线　b）解耦后系统响应曲线

解耦后系统成为两个独立的单输入单输出系统，控制器选择为 PI 控制，控制器参数整定采用观测试探法，得 $K_P=2$、$T_I=100$ 时系统的梯形波输入响应曲线如图 8-30 所示。

整个系统解耦与不解耦时的 Simulink 仿真框图如图 8-31 所示，对应给定信号为单位阶



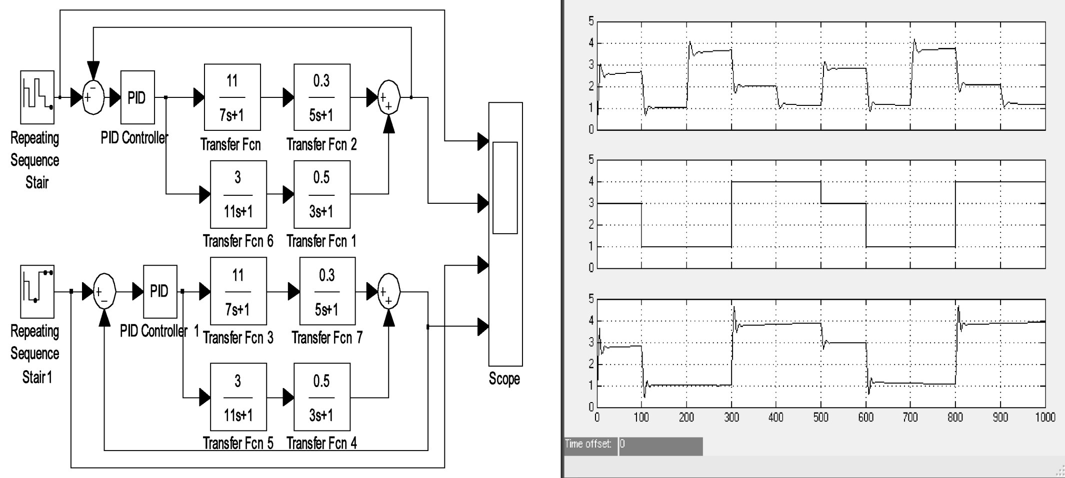


图 8-30　解耦后单输入单输出系统阶跃响应曲线

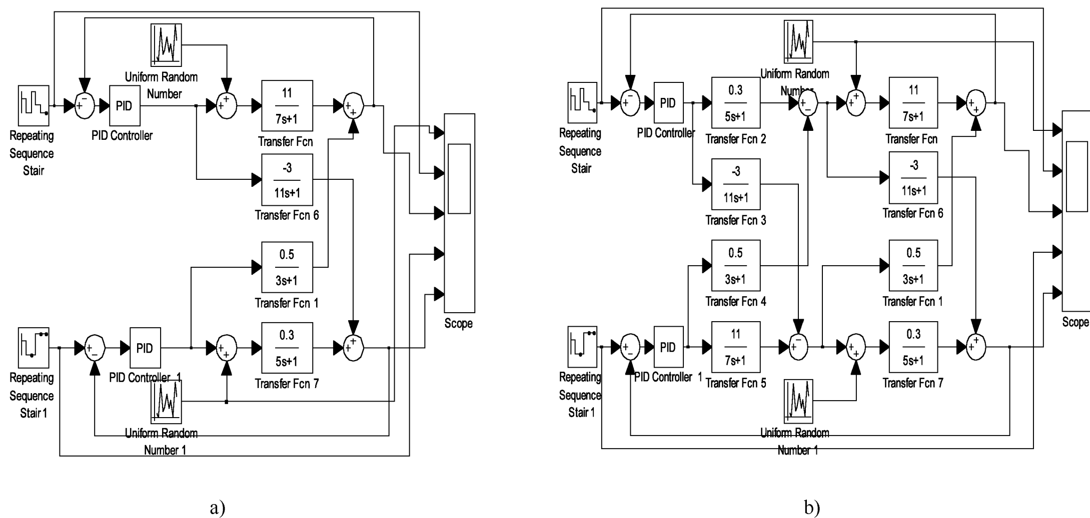


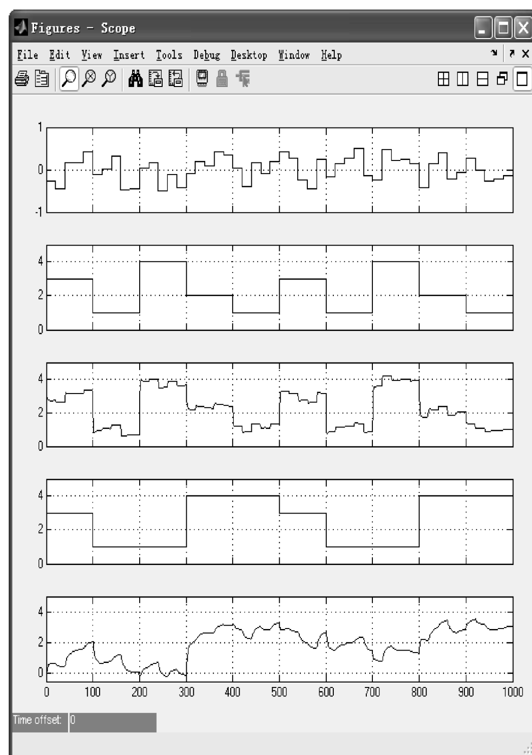
图 8-31　整个系统解耦与不解耦时的 Simulink 仿真框图

a）解耦前整个系统的 Simulink 仿真框图　b）解耦后整个系统的 Simulink 仿真框图

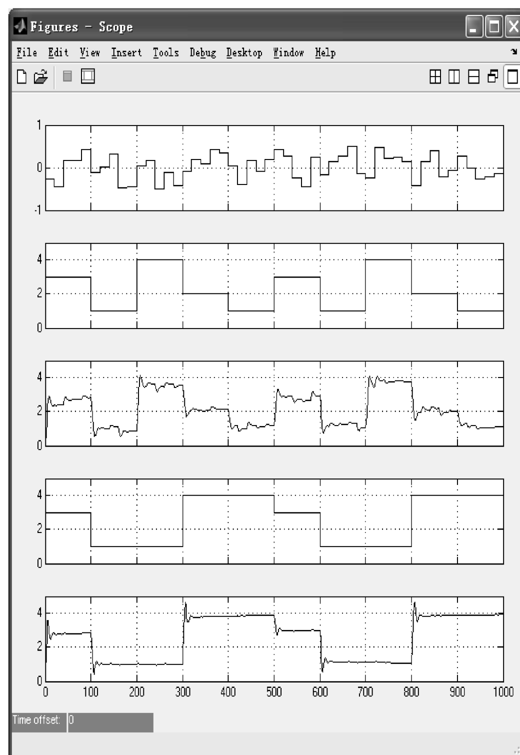
跃，随机扰动的幅值为 0.1 时系统的梯形波输入响应曲线如图 8-32 所示。

通过各种不同的解耦设计，可使复杂的多输入多输出系统变成多个相互独立的单输入单输出系统，系统控制器的设计可以按单回路系统进行，使得控制系统设计简单，并且解耦后系统的抗干扰能力、动态特性、稳定性等均有改善。





a)



b)

图 8-32　整个系统解耦与不解耦时系统输出响应曲线

a）解耦前整个系统响应曲线　b）解耦后整个系统响应曲线

第9章 典型过程控制系统

9

9.1 传热设备的控制系统

传热是最普遍的一种自然现象。几乎所有的工程领域都会遇到一些在特定条件下的传热问题，包括有传热同时发生的复杂传热问题。现代科学技术突飞猛进，传热学的工程应用研究也已跨越传统的能源动力、工艺过程节能的范畴，在材料的制造和加工、航天技术的发展、信息器件的温控、生物技术、医学、环境净化与生态维护以及农业工程化、军备现代化等不同领域都有所涉及。特别是高技术的迅猛发展，正面临着温度场、速度场、浓度场、电磁场、光场、声场、化学势场等各种场相互耦合下的热量传递过程的控制。

9.1.1 传热设备的类型

工业生产过程中，用于进行热量交换的设备称为传热设备。热量的传递方式有三种：热传导、热辐射和热对流。实际中很少以一种传热方式单独进行，传热过程通常是几种热量传递方式的综合。

根据传热过程中热交换的两种流体的接触关系，可分为直接接触式、间壁式和蓄热式。

按冷热流体进行热量交换的形式分为：无相变的热交换和有相变的热交换。

按结构形式来分，有列管式、蛇管式、夹套式和套管式等。

工业生产控制系统中常见的传热设备有换热器、再沸器、冷凝器、蒸汽加热器、加热炉、锅炉等。

9.1.2 传热设备的控制目的

在石油、化工等工业生产过程中，换热设备应用极其广泛，进行换热的主要目的如下：

1）使工艺介质达到规定的温度。对工艺介质进行加热或冷却，以使化学反应或其他工艺过程很好地完成，使过程在规定的温度范围内进行。例如合成氨生产中的脱硫或变换等过程的气体入口温度，都有最适宜的条件。

2）吸收热量。在生产过程中加入吸收的热量或除去放出的热量，使工艺过程能在规定的温度范围内进行。例如合成氨生产中转化反应是一个强烈的吸热反应，必须加入热量，以维持转化反应。

3）使工艺介质改变相态。根据工艺过程的要求，有时加热使工艺介质汽化或冷凝除热，使气相物料液化。例如蒸气加热器。

9.1.3　换热器的控制

换热器是传热设备中较为简单的一种，换热器在热交换过程中两侧介质均不发生相变的传热设备。

9.1.3.1　换热器的特性

图 9-1 所示为换热器的换热原理，其中 G_1、G_2 分别为工艺介质及载热体的流量；T_{1i}、T_{2i}分别为工艺介质及载热体的入口温度；T_{1o}、T_{2o}分别为工艺介质及载热体的出口温度；c_1、c_2 分别为工艺介质及载热体的比热容。

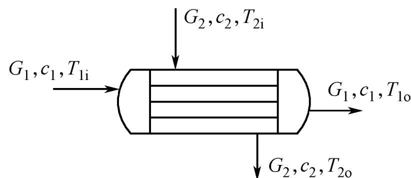


图 9-1　换热器换热原理

根据换热器两侧不发生相变，可得到热量平衡方程式为

$$G_2c_2(T_{2i}-T_{2o})=G_1c_1(T_{1o}-T_{1i}) \tag{9-1}$$

换热器的传热速率为

$$q=KF\Delta T \tag{9-2}$$

式中　K——传热系数，单位是 kcal/(℃ · m^2 · h)；

F——传热面积，单位是 m^2；

ΔT——平均温度差，单位是℃。

对于单程、逆流换热器的 ΔT 对数平均值为

$$\Delta T=\frac{(T_{2i}-T_{1o})-(T_{2o}-T_{1i})}{\ln\dfrac{T_{2i}-T_{1o}}{T_{2o}-T_{1i}}} \tag{9-3}$$

在多数情况下，当$(1/3)<(T_{2i}-T_{1o})/(T_{2o}-T_{1i})\leqslant 3$ 时，可采用算术平均值，其误差小于 5%，即

$$\Delta T=\frac{(T_{2i}-T_{1o})-(T_{2o}-T_{1i})}{2} \tag{9-4}$$

整理可得换热器的静态特性方程为

$$\frac{T_{1o}-T_{1i}}{T_{2i}-T_{1i}}=\frac{1}{\dfrac{G_1c_1}{KF}+\dfrac{1}{2}\left(1+\dfrac{G_1c_1}{G_2c_2}\right)} \tag{9-5}$$

流体出口温度为

$$T_{1o}=\frac{T_{2i}-T_{1i}}{\dfrac{G_1c_1}{KF}+\dfrac{1}{2}\left(1+\dfrac{G_1c_1}{G_2c_2}\right)}+T_{1i} \tag{9-6}$$

9.1.3.2　换热器的静态放大增益

1. 工艺介质入口流量 G_1 对出口温度 T_{1o}的影响(即通道的静态增益 K_1)

通道的增益可根据通道输出变量增量 ΔT_{1o}与输入变量增量 ΔG_1 之比得到，即

$$K_1=\frac{\Delta T_{1o}}{\Delta G_1}=\frac{-(T_{2i}-T_{1i})}{\left[\dfrac{G_1c_1}{KF}+\dfrac{1}{2}\left(1+\dfrac{G_1c_1}{G_2c_2}\right)\right]^2}\left(\frac{c_1}{KF}+\frac{1}{2}\ \frac{c_1}{G_2c_2}\right) \tag{9-7}$$

两者为非线性关系，对于不同的 G_1c_1/KF、G_2c_2/KF 和 G_1 可绘出工艺介质流量与出口温度的



关系曲线，如图 9-2 所示。

从图 9-2 中可以看到：

1）随着工艺介质流量的增大，通道增益的数值减小，即工艺介质的流量增大时，当供给热量不变，则流体出口温度会降低。

2）通道特性曲线具有饱和非线性，当 G_1c_1 较大时，工艺介质流量的变化对出口温度的影响已经很小了。

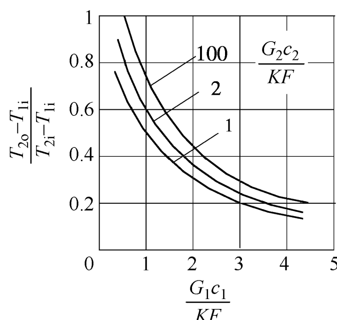


图 9-2　工艺介质流量对出口温度的影响

2. 载热体入口温度 T_{2i} 对出口温度 T_{1o} 的影响（通道的静态放大增益 K_2）

当其他变量保持不变时，可以得到载热体入口温度到出口温度通道的增益 K_2，即

$$K_2=\frac{\Delta T_{1o}}{\Delta T_{2i}}=\frac{1}{\frac{G_1c_1}{KF}+\frac{1}{2}\left(1+\frac{G_1c_1}{G_2c_2}\right)} \tag{9-8}$$

载热体入口温度 T_{2i} 对出口温度 T_{1o} 的影响为线性关系，载热体入口温度 T_{2i} 升高时，出口温度也升高。

3. 工艺介质入口温度 T_{1i} 对出口温度 T_{1o} 的影响（即通道的静态增益 K_3）

$$K_3=\frac{\Delta T_{1o}}{\Delta T_{1i}}=1-\frac{1}{\frac{G_1c_1}{KF}+\frac{1}{2}\left(1+\frac{G_1c_1}{G_2c_2}\right)} \tag{9-9}$$

工艺介质入口温度 T_{1i} 与出口温度 T_{1o} 直接为线性关系，其静态放大增益为小于 1 的常数。

4. 载热体流量 G_2 对出口温度 T_{1o} 的影响（通道的静态放大增益 K_4）

$$K_4=\frac{\Delta T_{1o}}{\Delta G_2}=\frac{(T_{2i}-T_{1i})}{2\left[\frac{G_1c_1}{KF}+\frac{1}{2}\left(1+\frac{G_1c_1}{G_2c_2}\right)\right]^2}\frac{G_1c_1}{G_2^2c_2} \tag{9-10}$$

载热体流量 G_2 对出口温度 T_{1o} 的影响为非线性关系，对于不同的 G_1c_1/KF、G_2c_2/KF 和 G_2 可绘出载热体流量 G_2 与出口温度的关系曲线如图 9-3 所示。

载热体流量 G_2 对出口温度的影响如下：

1）随着载热体流量的增大，通道的静态放大增益 K_3 的数值减小，即出口温度增大；

2）当 G_2c_2 较大时，曲线呈饱和特性，此时载热体流量的变化对出口温度的影响很小。

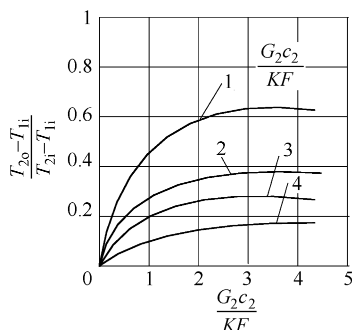


图 9-3　载热体流量与出口温度的关系

9.1.3.3　换热器的动态特性

换热器由于两侧都不发生相变化，严格来说，其动态特性为分布参数的非线性方程，但为了说明换热器动态特性的基本规律，可以用近似关系来描述。

1）工艺介质入口温度 T_{1i} 对出口温度 T_{1o} 的影响可用以纯滞后环节来描述，即

$$G(s)=K_1\mathrm{e}^{-\tau s} \tag{9-11}$$

式中　K_1——通道静态增益；

τ——通道的滞后时间。

2）载热体入口温度 T_{2i}、流量 G_2 及工艺介质流量 G_1 对出口温度 T_{1o} 的影响可用一带有纯滞后的二阶惯性环节来近似，即

$$G(s)=\frac{K}{(T_1s+1)(T_2s+1)}e^{-\tau s} \tag{9-12}$$

式中　K——三通道总的静态增益；

τ——三通道总的滞后时间。

9.1.3.4　换热器的控制方案

根据上述分析，换热器出口温度与工艺介质入口温度、工艺介质流量、载热体入口温度、载热体流量有关。其中，工艺介质入口温度、工艺介质流量、载热体入口温度都是由前一道工序确定，因此可测量但不可控的。为此，换热器控制的操纵变量可选择为载热体的流量或工艺介质的旁路控制。

1. 调节载热体的流量

根据热量平衡方程和传热方程，在传热面积足够大时，改变载热体的流量，可有效地控制工艺介质出口温度。当载热体压力波动不大时，可采用工艺介质出口温度为被控变量、载热体流量为操纵变量的单回路控制系统，如图 9-4 所示，该方案适用于载热体流量的变化对出口温度影响较灵敏的场合。但当工艺介质已经很大时，温度变化较小，进入饱和非线性，不宜采用本方案。另外，如果载体流量不允许节流(载体本身也是一种工业物料)，为此可对载热体采用分流或合流形式。

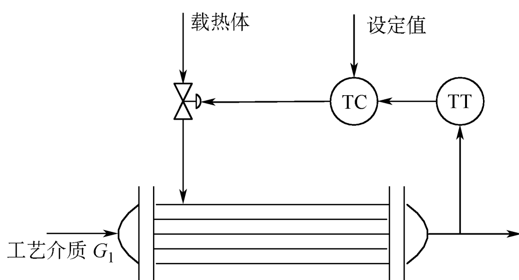


图 9-4　控制载热体单回路控制系统

当影响出口温度的其他三个变量变化较频繁、幅值波动较大(如工艺介质流量波动)且变量可测量时，可构成工艺介质为前馈信号和载热体流量的前馈-反馈控制系统，如图 9-5a 所示。若载热体压力或流量波动较大，可增加压力或流量的副被控变量，组成如图 9-5b 所示的串级控制系统。

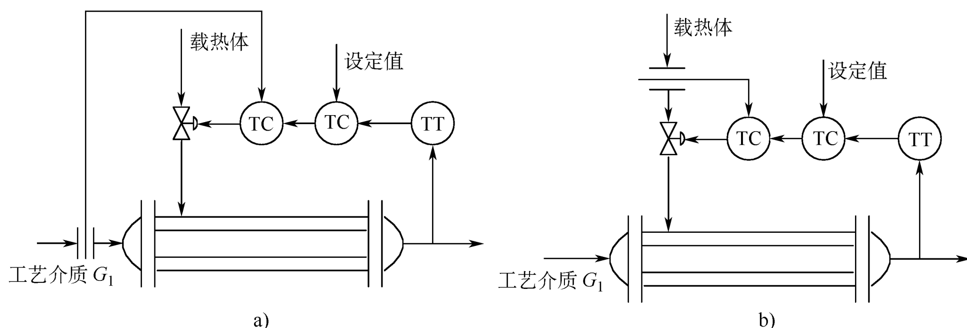


图 9-5　控制载热体前馈-反馈和串级控制系统

载热体前馈-反馈和串级控制系统的结构如图 9-6 所示。



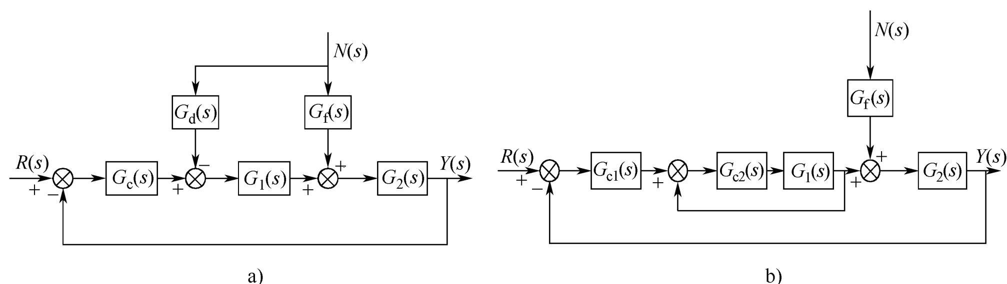


图 9-6　载热体前馈-反馈和串级控制系统框图
a）前馈-反馈控制系统　b）串级控制系统

假设载热体的被控对象动态特性为 $G_1(s)=8e^{-4s}/(20s+1)$，$G_2(s)=2e^{-12s}/(16s+1)$，干扰通道的传递函数为 $G_f(s)=18e^{-12s}/[(9s+1)(18s+1)]$，系统采用前馈-反馈控制系统的 Simulink 仿真框图如图 9-7 所示。

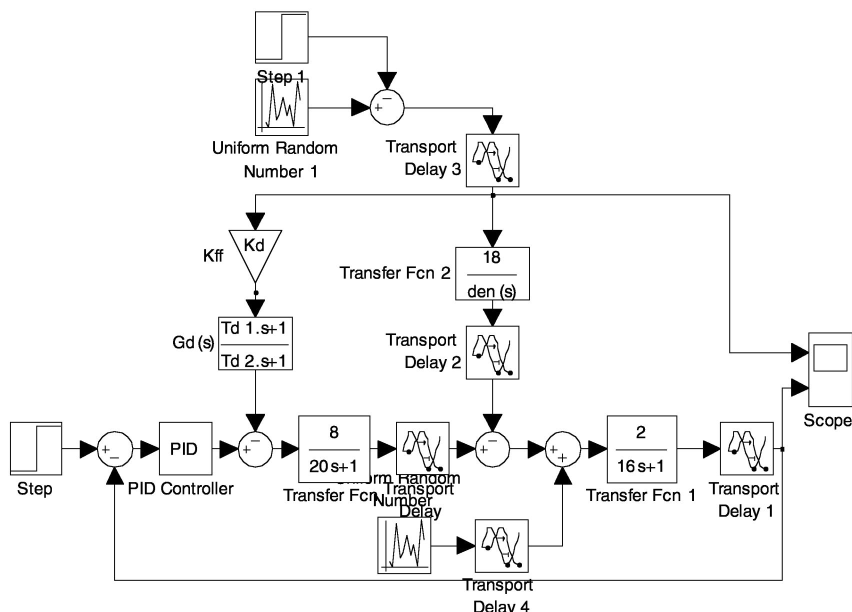


图 9-7　前馈-反馈控制系统的 Simulink 仿真框图

若系统采用单独反馈控制方案，控制器采用 PI 形式，其参数 $K_P=0.0456$、$T_I=598$，在系统稳定运行到 $t=1000$s 突加 30% 干扰信号下系统的输出响应曲线如图 9-8 所示（依次为干扰信号和系统输出）。由图表明，系统在干扰幅度较大且频繁时单纯反馈控制系统难以满足系统要求。

前馈控制器静态放大系数的整定过程如图 9-9 所示，依次为 Simulink 仿真框图和 $K_D=0$、$K_D=2$、$K_D=-2$，$K_D=3$、$K_D=1.9$、$K_D=2.1$ 时系统的扰动输出曲线，由图可以看到选择 $K_D=2.1$ 较为合适。

动态前馈时间常数 T_{D1}、T_{D2} 的整定，采用试探加比较，静态前馈系数 $K_D=-2.1$ 的 Simulink 仿真框图如图 9-10 所示，给定输入为零，单位扰动作用下不同时间常数组合的响应曲线如图 9-11 所示。



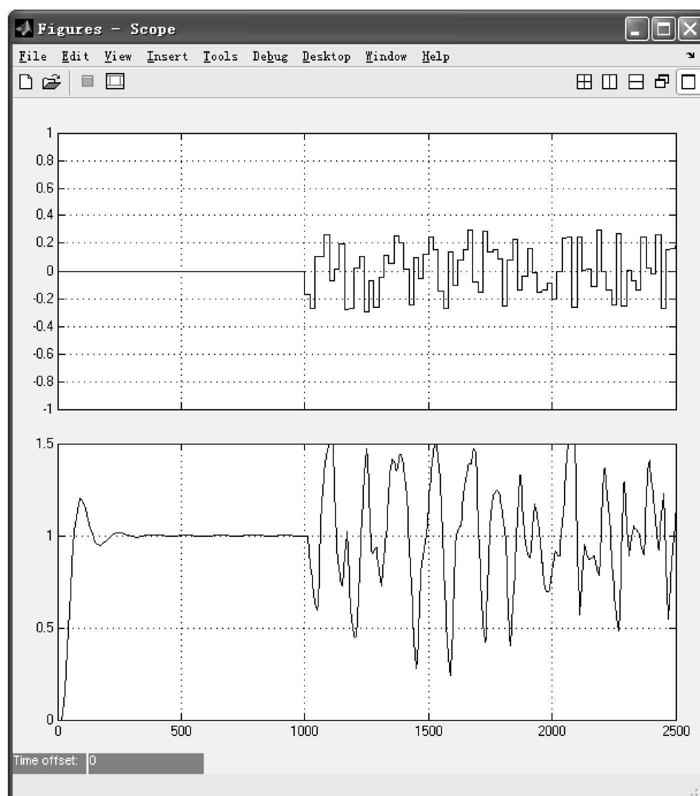
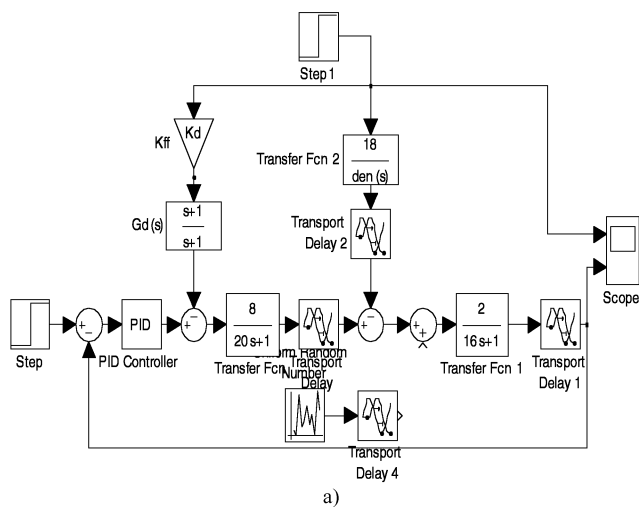


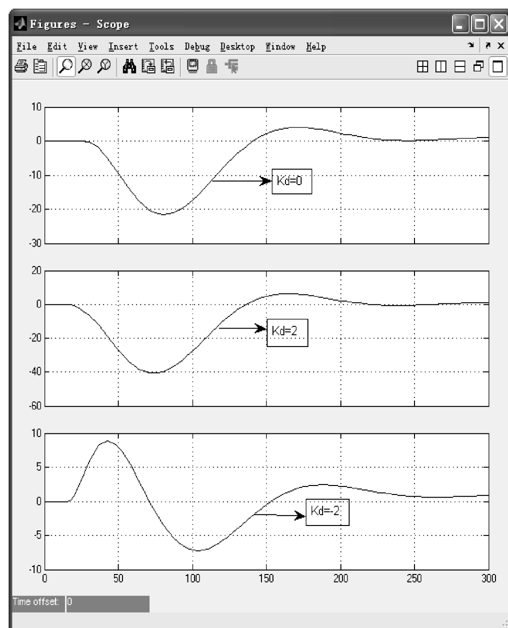
图 9-8　反馈控制系统的输出响应曲线

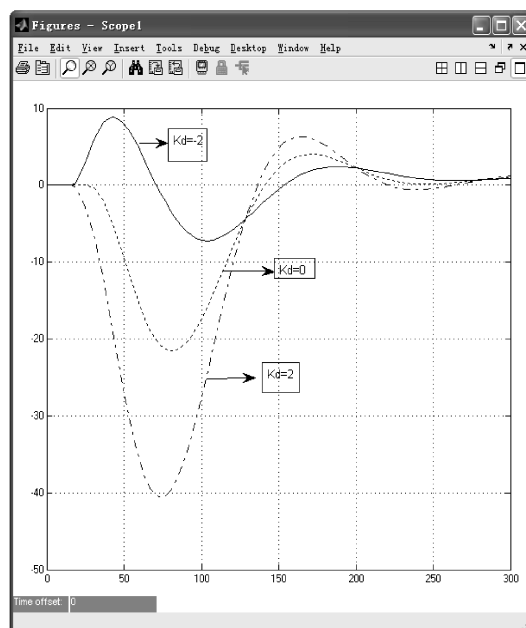


a)

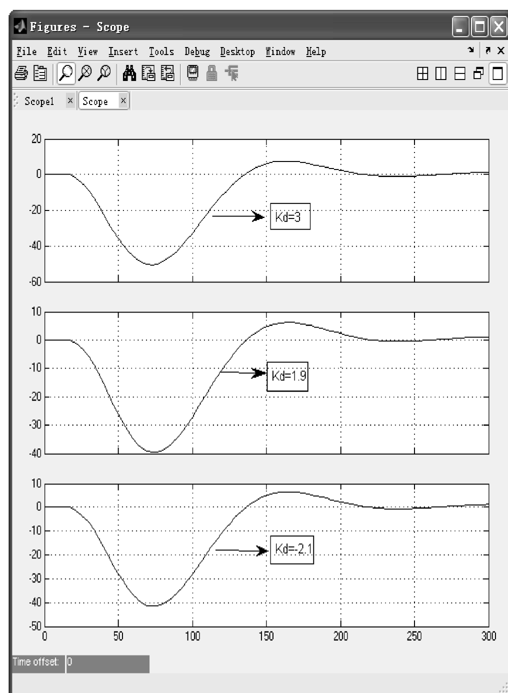
图 9-9　静态放大系数的整定过程

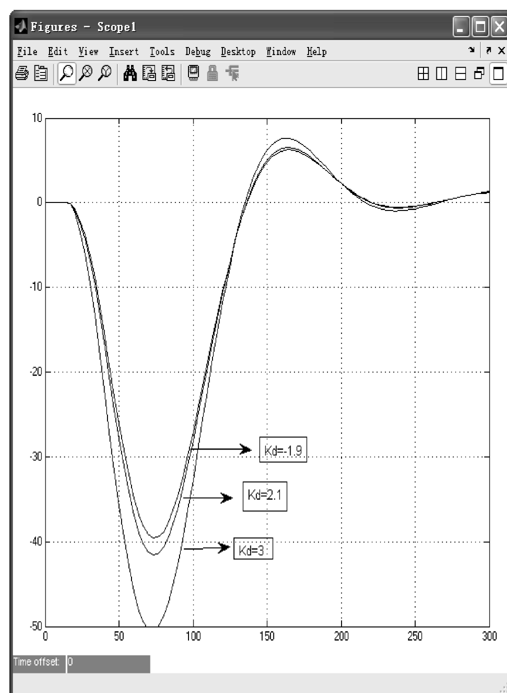






b)





c)

图 9-9　静态放大系数的整定过程(续)



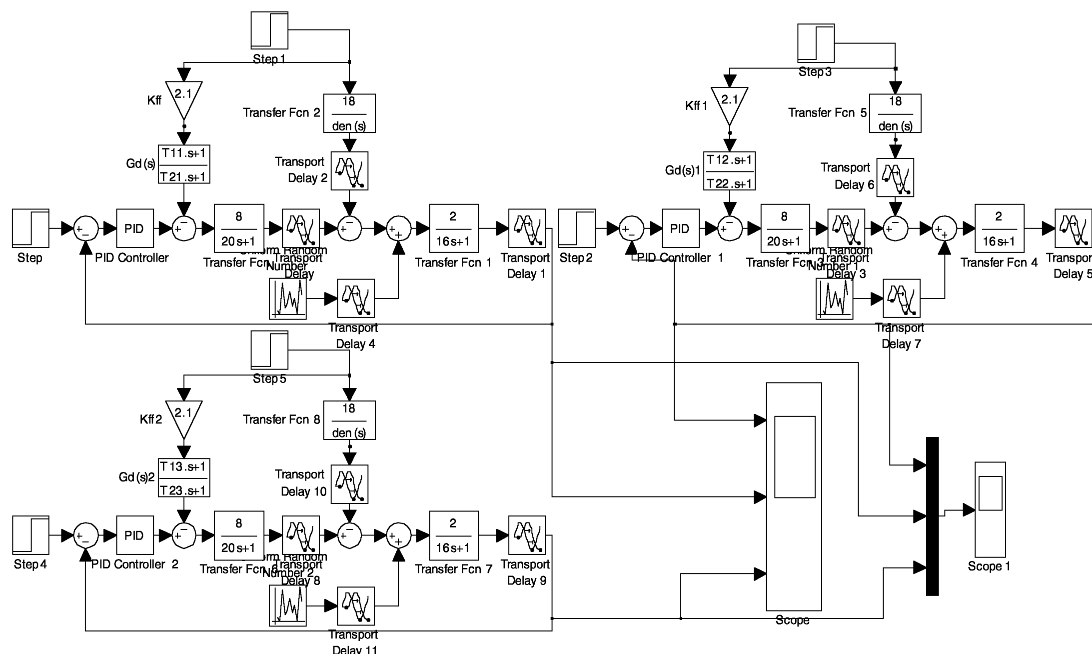
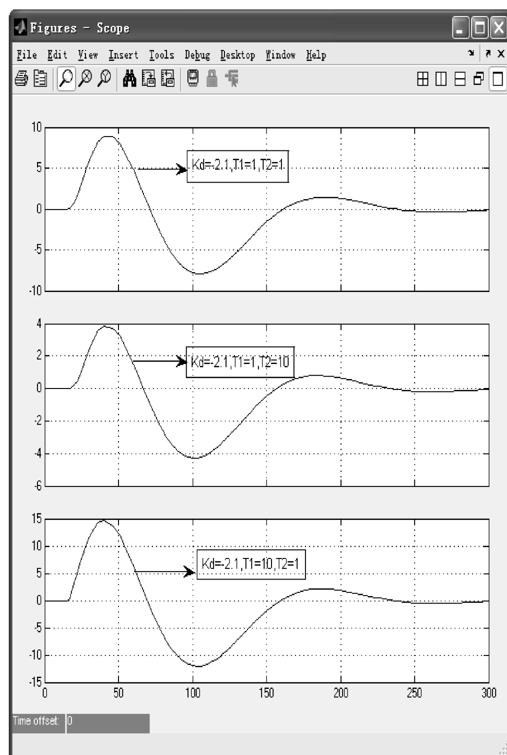
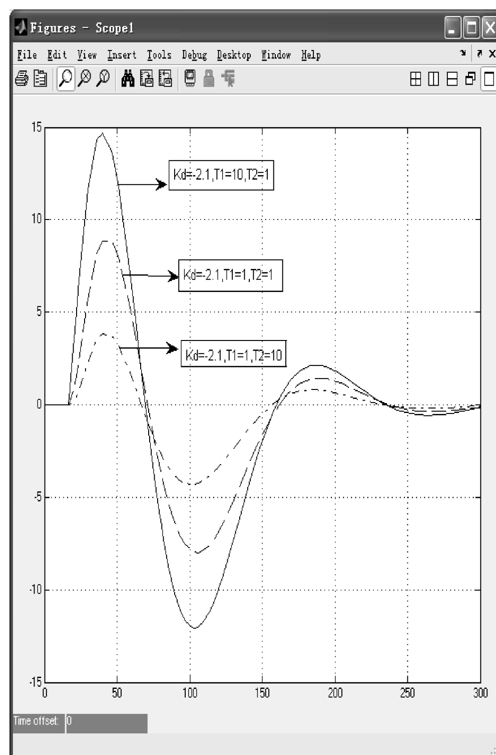


图 9-10　动态前馈时间常数 T_{D1}、T_{D2} 整定的 Simulink 仿真框图



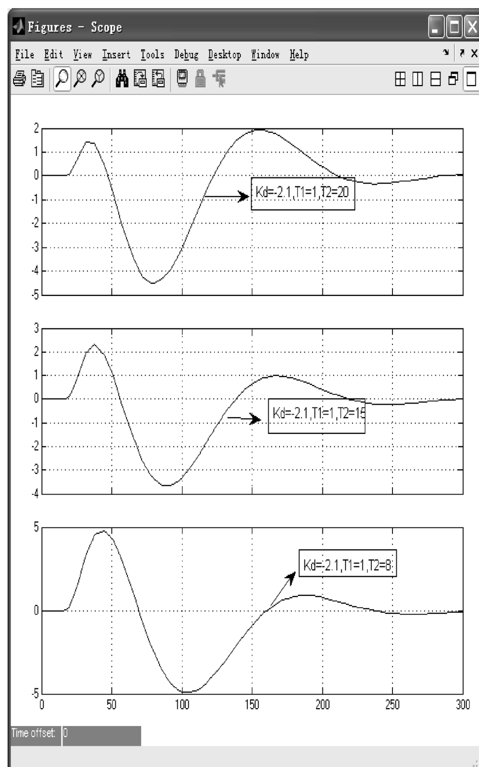


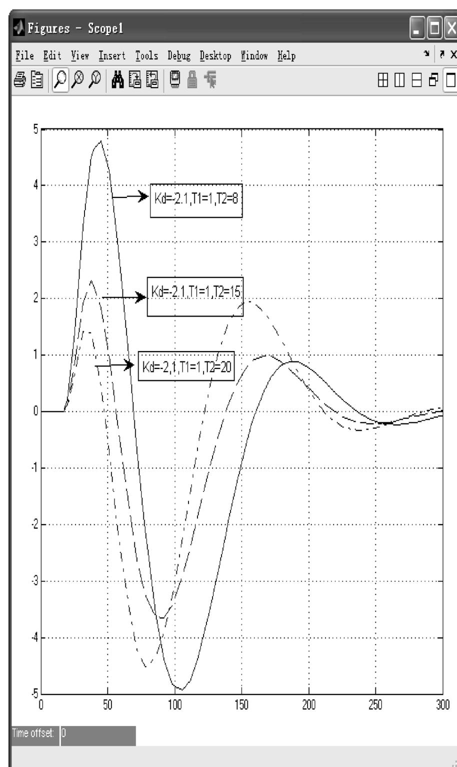
a)

图 9-11　不同动态前馈时间常数 T_{D1}、T_{D2} 下系统扰动响应曲线

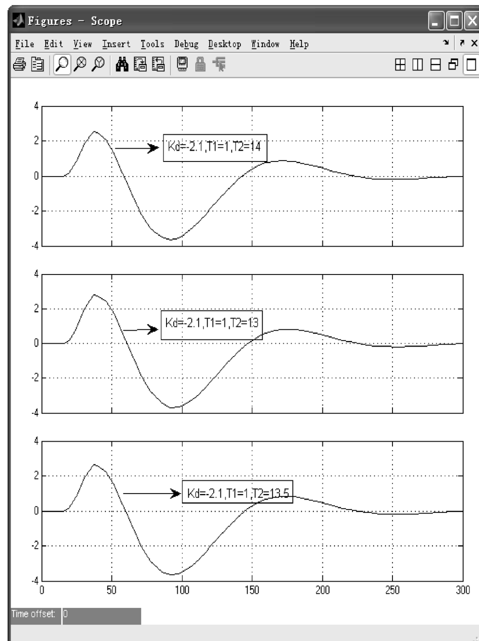
a）$K_D = -2.1$、$T_{D1} = 1$、$T_{D2} = 1$，$K_D = -2.1$、$T_{D1} = 10$、$T_{D2} = 1$，$K_D = -2.1$、$T_{D1} = 1$、$T_{D2} = 10$

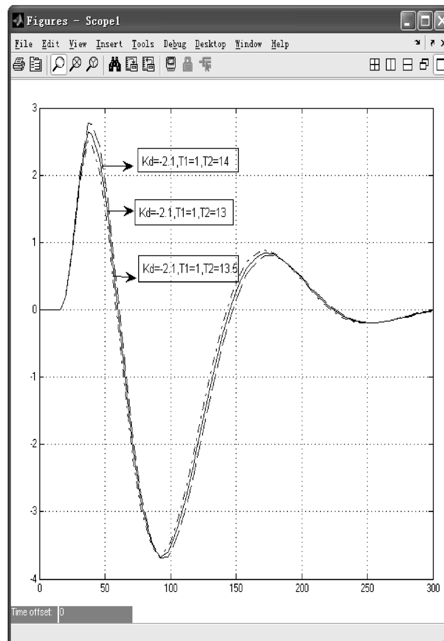






b)





c)

图 9-11　不同动态前馈时间常数 T_{D1}、T_{D2} 下系统扰动响应曲线(续)

b）$K_D=-2.1$、$T_{D1}=1$、$T_{D2}=20$，$K_D=-2.1$、$T_{D1}=1$、$T_{D2}=15$，$K_D=-2.1$、$T_{D1}=1$、$T_{D2}=8$

c）$K_D=-2.1$、$T_{D1}=1$、$T_{D2}=14$，$K_D=-2.1$、$T_{D1}=1$、$T_{D2}=13$，$K_D=-2.1$、$T_{D1}=1$、$T_{D2}=13.5$

分析图 9-11 的各种参数曲线，选取 $K_D = -2.1$、$T_{D1} = 1$、$T_{D2} = 13.5$，系统在给定信号为 10，系统稳定运行下，在 $t = 500\text{s}$ 时施加幅值为 3 的可测量的随机干扰信号，被控对象施加幅值为 3 的随机干扰下的 Simulink 仿真框图如图 9-12 所示，系统的单独反馈和前馈-反馈输出响应曲线如图 9-13 所示，依次为随机扰动、反馈系统输出响应和前馈－反馈输出响应。

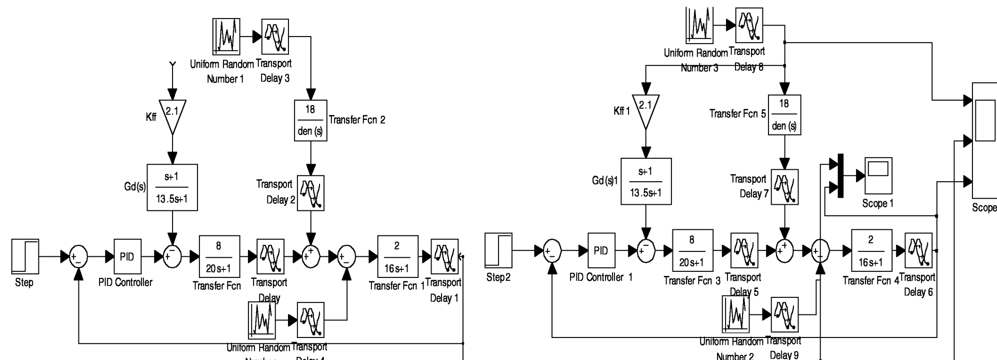


图 9-12　前馈-反馈控制系统的 Simulink 仿真框图

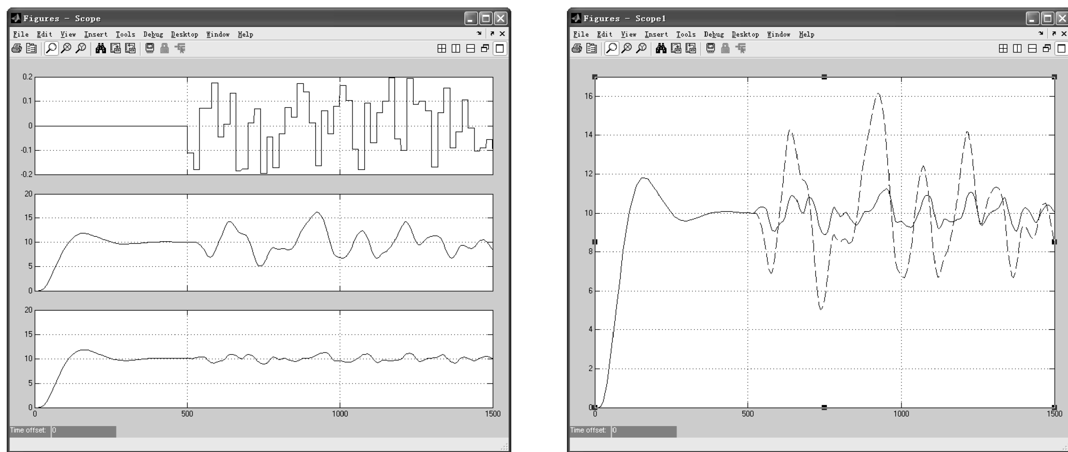


图 9-13　反馈和前馈-反馈控制系统输出响应曲线

调节载热体流量控制方案在换热器控制中应用最多，但当载热体流量很大时，系统进入饱和区控制作用就很迟钝；或换热器具有较大的惯性和滞后时间的动态特性时，采用载热体流量控制不及时，系统的超调量较大；或载热体本身也是一种工艺原料（如废热气回收），不允许调节。为此，提出载热体旁路控制和工艺介质旁路控制。

2. 工艺介质旁路控制

（1）载热体旁路控制

工艺介质的旁路可采用分流与合流形式。当载热体本身也是工艺介质，其流量不允许控制，且载热体本身流量的变化对温度影响较灵敏，但其总量又不允许改变时，可采用如图 9-14a 所示的载热体进入换热器前三通阀分流，其中一部分工艺介质经过换热器，另一部分走旁路。图 9-14b 所示为载热体流出换热器后分流，用控制分流的流量来控制出口的温度，并保证载热体的总流量不受影响。



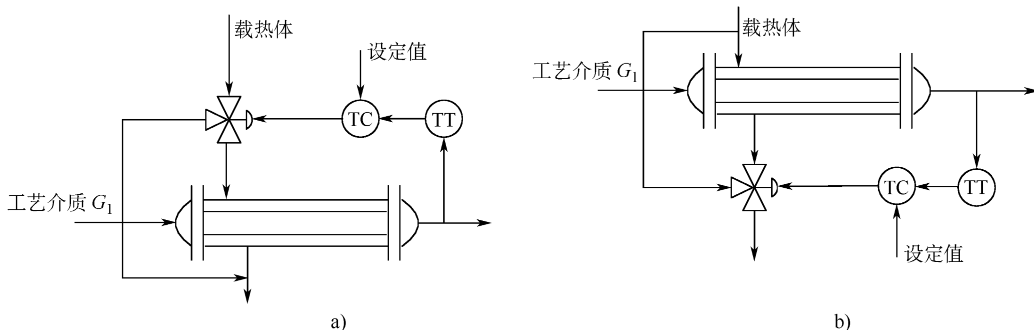


图 9-14　工艺介质分流控制

（2）被加热工艺介质旁路

被加热工艺介质的旁路如图 9-15 所示，可采用三通阀直接实现，也可采用两个控制阀实现。

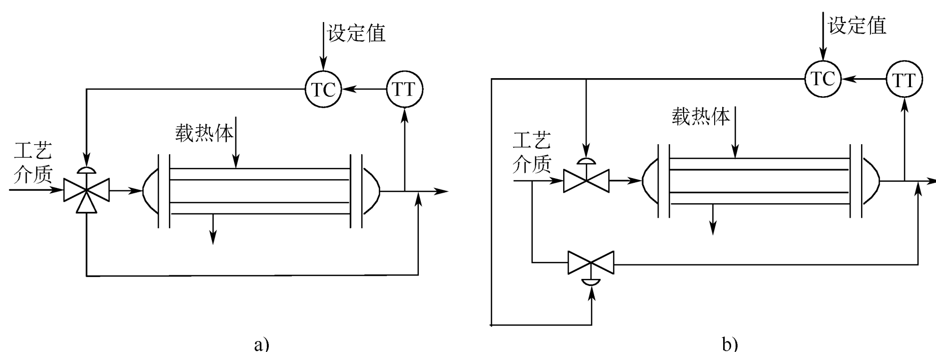


图 9-15　工艺介质分流控制系统

9.1.4　蒸汽加热器的控制

利用蒸汽冷凝来加热工艺介质的加热器，在工业生产中十分常见。蒸汽冷凝的传热有两个过程：一是冷凝；二是降温。一般情况下，由于蒸汽冷凝潜热比凝液降温的显热要大得多，所以为简化起见，有时就不考虑显热部分的热量。常用的控制方案有两种。

1. 控制载热体蒸汽的流量

以蒸汽(一般为饱和蒸汽)为载热体的加热设备，在化学工业中普遍使用。优点是：蒸汽在冷凝时能放出大量的潜热、加热均匀和蒸汽输送方便。例如最简单的直接蒸汽加热器、蒸汽鼓泡加热器和无噪声蒸汽流加热等。但因它们采用直接蒸汽加热，所以不能应用于被加热液体中不允许含水的场合。

当蒸汽压力本身比较稳定时，可采用如图 9-16a 所示的方案。这是最常见的一种方案，它通过改变加热蒸汽量来稳定被加热介质的出口温度。当阀前蒸汽压力有波动时，可采用如图 9-16b 所示的温度与蒸汽流量(或压力)的串级控制方案。改变加热蒸汽流量的方案适合于传热面积有裕量的情况。

2. 控制换热器的有效换热面积(冷凝液排出)



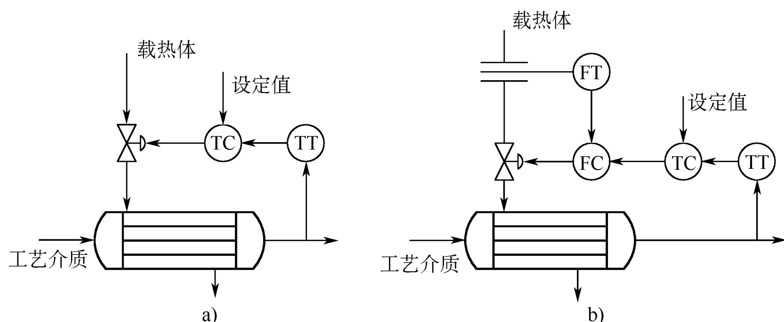


图 9-16　控制蒸汽流量的控制方案

如果被加热介质的温度很低，蒸汽冷凝很快，压力迅速下降，换热器内就有可能形成负压，使凝液不易排出，聚集起来则使传热面积减少，影响传热效果。待压力升高后才能恢复排液，这就有可能引起出口温度的周期振荡。这时可以采用如图 9-17 所示的控制冷凝液排出量的控制方案。

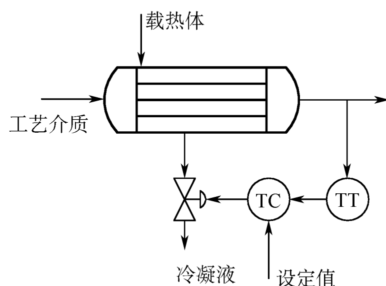


图 9-17　冷凝液排出控制方案

该方案实质是控制换热器传热面积的大小，当介质出口温度偏低时，说明传热量太小，可开大阀门，使凝液排出以加大传热面积。该方案有利于凝液的排放，传热变化较平缓，可防止局部过热，但排放控制阀的口径小于蒸汽阀，导致控制反应迟缓，控制器参数不好整定，调节质量不太好。一般在低压蒸汽作热源、介质出口温度又较低、加热器传热面积裕量较大时采用。

9.1.5　冷凝冷却器的控制

用水或空气作冷却剂冷却传热介质温度的范围和速度均是有限的，当其冷却温度不能满足要求时，常采用液氨、乙烯、丙烯等有机化工物料作为冷却剂。这些液体冷却剂在冷却器中由液体汽化为气体时带走大量潜热，使另一种物料得到冷却。如液氨，在常压下汽化时，可以使物料冷却到 −30℃ 的低温。氨冷器是最常见的冷却器。

1. 控制载热体流量

图 9-18 所示为调节载热体流量的控制方案，它通过改变传热面积来实现工艺介质的冷却。该方案必须保证传热面积有裕量、液氨蒸发空间足够大，否则进来的液氨不能全部蒸发，介质出口温度降不下来。控制系统作用的结果是进一步加大液氨流量，使液氨积聚过多，造成恶性循环，致使出口气氨带液，损坏压缩机，引起操作事故。为此可采用如图 9-19 所示的出口温度与液位的串级控制系统，或如图 9-20 所示的选择性控制系统。

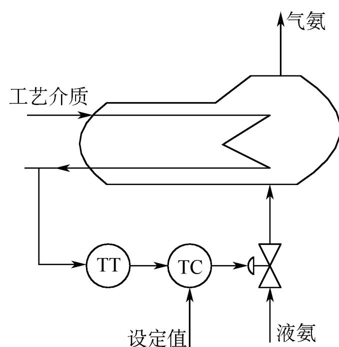


图 9-18　控制载热体流量



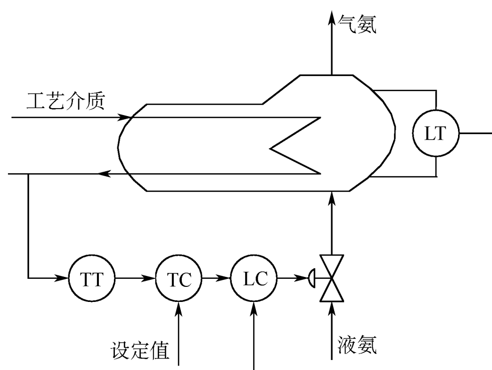


图 9-19　出口温度与液位的串级控制

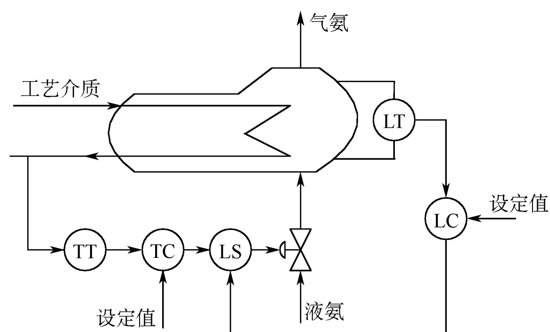


图 9-20　出口温度与液位的选择性控制

2. 控制气氨排量(改变汽化压力)

对于蒸发空间小的冷却器，可采用控制气氨排量的方案，如图 9-21 所示，由于氨的汽化温度与压力有关，所以可以通过调整压力来改变氨的汽化温度。该方案将控制阀装在气氨出口管道上，改变阀门开度也就改变了汽化压力，也就改变了汽化温度。为了使液位不高于允许的上限，以保证有足够的传热面积和足够的蒸发空间，还设有辅助的液位控制系统。只要汽化压力稍有变化，就会迅速使汽化温度发生变化，也就能迅速改变工艺介质的出口温度。所以这种方案迅速有效，但对氨冷器的耐压要求高。如果工艺上对气氨压力有要求时，这种方案不宜使用。

下面介绍脱甲烷塔塔釜液流量和温度的选择性控制系统。裂解气压缩机出口裂解气经水冷、丙烯冷却及脱甲烷塔塔釜液的三级冷却换热后，裂解气温度从 88℃降低到 15℃，出口温度受到塔釜液流量的影响。由于温度过低会生成化合物，堵塞管道。此外为保证脱甲烷塔的正常运行，要求脱甲烷塔釜液保持恒定，为此设计如图 9-22 所示的脱甲烷塔塔釜液流量和温度的选择性控制系统。正常工况下，流量控制器工作，保证脱甲烷塔的正常操作，一旦裂解气出口温度过低，则温度控制器取代流量控制器，控制塔釜液位。

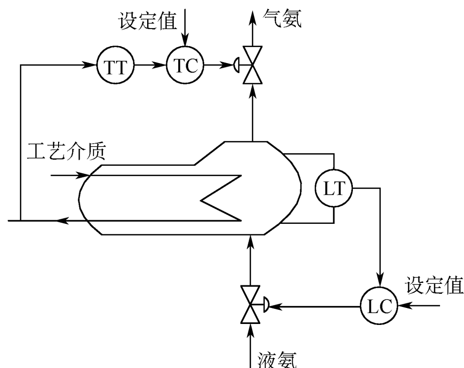


图 9-21　控制气氨排量

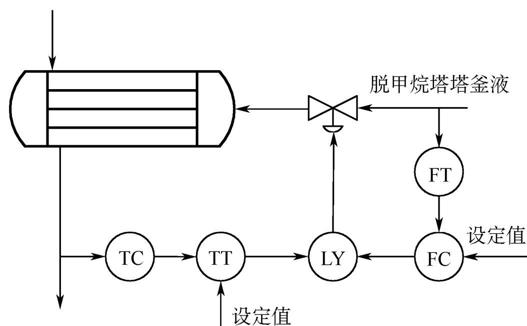


图 9-22　脱甲烷塔塔釜液流量和温度的选择性控制系统



9.2　锅炉设备的控制

9.2.1　锅炉设备概述

锅炉是化工、炼油、发电等工业生产过程中必不可少的重要动力设备。它通过煤、油、天然气燃烧释放出的化学能，通过传热过程把能量传递给水，使水变成水蒸气。锅炉中产生的热水或蒸汽可直接为生产和生活提供所需要的热能，也可通过蒸汽动力装置转换为机械能，或再通过发电机将机械能转换为电能。这种高压蒸汽既可以作为蒸馏、化学反应、干燥和蒸发过程的能源，又可以作为风机、压缩机、大型泵类的驱动透平的动力源。随着石油化学工业生产规模的不断扩大，生产过程不断强化，生产设备不断更新。为确保安全，稳定生产，锅炉设备的自动控制就显得更加重要。

锅炉设备根据用途、燃料性质、压力高低等有多种类型和称呼，工艺流程多种多样，图 9-23 所示为工业燃煤锅炉工艺流程图。给水经给水泵、给水控制阀、省煤器进入锅炉的锅筒，燃料和热空气按一定的比例送入燃烧室内燃烧，生成的热量传递给蒸汽发生系统，产生饱和蒸汽 D_s。然后经过热器形成一定气温的过热蒸汽 D，汇集至蒸汽母管。压力为 P_m 的过热蒸汽，经负载设备控制供给负荷设备用。与此同时，燃烧过程中产生的烟气，除将饱和蒸汽变成过热蒸汽外，还经省煤器预热锅炉给水和空气预热器预热空气，最后经引风机送往烟囱，排到大气。

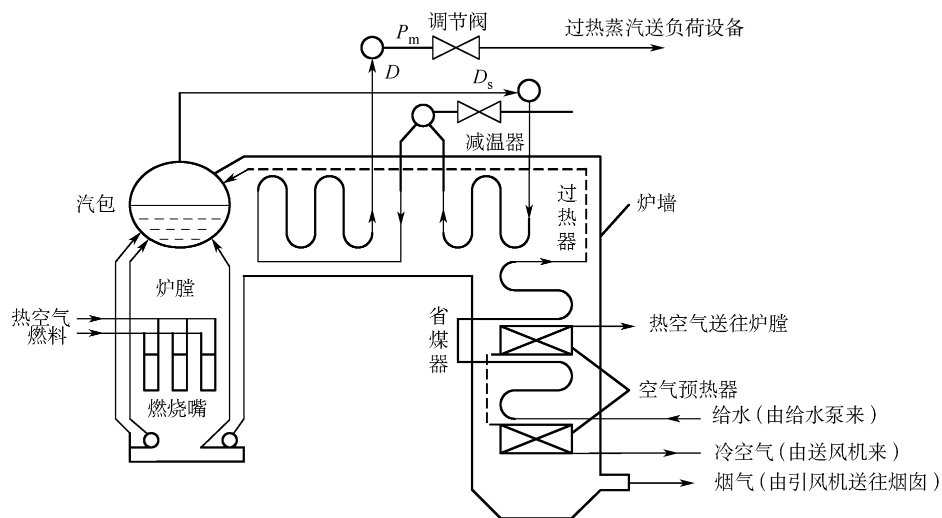


图 9-23　锅炉设备主要工艺流程图

锅炉是重要的动力设备，其要求是供给合格的蒸汽，使锅炉发热量适应负荷的需要。为此，生产过程的各个主要工艺参数必须严格控制。锅炉设备的主要控制要求如下。

1）供给蒸汽量适应负荷变化需求或保持给定负荷。

2）锅炉供给用汽设备的蒸汽压力应保持在一定范围内。

3）过热蒸汽温度应保持在一定范围内。



4）锅筒水位保持在一定范围内。

5）保持锅炉燃烧的经济性和安全运行。

6）炉膛负压保持在一定范围内。

锅炉设备是一个复杂的控制对象，如图 9-24 所示，主要输入变量是锅炉给水量、燃料量、减温水量、送风量和引风量等；主要输出变量(被控变量)是锅筒水位、过热蒸汽压力、过热蒸汽温度、炉膛负压、过剩空气(氧气含量等)。

系统输入变量与输出变量之间相互关联。如果蒸汽负荷发生变化，必将引起锅筒水位、蒸汽压力和过热蒸汽温度等的变化。燃料量的变化不仅影响蒸汽压力，同时还会影响锅筒水位、过热蒸汽温度、过剩空气和炉膛负压。给水量的变化不仅影响锅筒水位，而且对蒸汽压力、过热蒸汽温度等亦有影响。减温水的变化会导致过热蒸汽温度、蒸汽压力、锅筒水位等的变化等。所以锅炉设备是一个多输入、多输出且相互关联的复杂控制对象。目前工程处理上作了一些假设之后，将锅炉设备划分为若干个控制系统，主要控制系统如下：

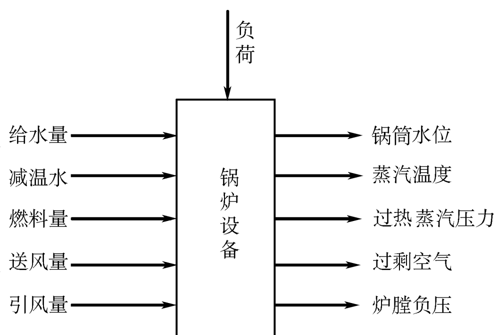


图 9-24　锅炉设备控制对象

1）锅炉锅筒水位控制(给水自动控制系统)。锅炉锅筒水位高度是确保生产和提供优质蒸汽的重要参数。特别是对现代工业生产来说，由于蒸汽量显著提高，锅筒溶剂相对减小，水位速度变化很快，稍不注意即造成锅筒满水或烧干锅，无论满水还是缺水都会造成极其严重的后果。因此，主要从锅筒内部的物料平衡，使给水量适应锅炉的蒸发量，维持锅筒中的水位在工艺允许范围内。这是保证锅炉、汽轮机安全运行的必要条件之一，是锅炉正常运行的重要指标。此控制系统的被控变量是锅筒水位，操纵变量是给水流量，锅炉蒸发量(蒸汽流量)和给水流量是系统的主要干扰。主要考虑锅筒内部的物料平衡，使给水量适应蒸发量，维持锅筒中水位在工艺要求的范围之内。

2）锅炉燃烧的自动控制。蒸汽压力、烟气成分、炉膛负压为三个被控变量，分别利用燃料流量、送风流量和引风流量作为三个操纵变量。这三个被控变量和操纵变量互相关联，组成合适的燃烧系统控制方案，以满足燃料燃烧所产生的热量适应蒸汽负荷的需要，使燃料与空气间保持一定比值，以保证最经济的燃烧(常以煤烟中的氧含量为受控变量)，提高锅炉的燃烧效率，满足燃烧的完全和经济性，保持炉膛负压在一定的范围内，使锅炉安全运行。

3）过热蒸汽温度的自动控制。它是以过热蒸汽温度为被控变量，喷水量为操纵变量的温度控制系统，维持过热器出口温度在一定范围内，并保证管壁温度不超过允许的工作温度。

4）锅炉水处理系统的控制。这部分主要使锅炉给水的水性能指标达到工艺要求，一般采用离子交换树脂对水进行软化处理。

锅炉设备的主要控制系统见表 9-1。

表 9-1　锅炉设备的主要控制系统

控 制 系 统	被 控 变 量	操 纵 变 量	控 制 目 的
锅炉给水控制系统	锅炉锅筒水位	给水流量	锅炉内生产的蒸汽和水的物料平衡
锅炉燃烧控制系统	蒸汽压力 烟气成分 炉膛负压	燃料流量 送风流量 引风流量	蒸汽负荷的平衡 燃烧的完全和经济性 锅炉运行的安全性
过热蒸汽控制系统	过热蒸汽温度	喷水流量	过热蒸汽的温度和安全性
锅炉水处理控制系统	锅炉进水	离子交换树脂	锅炉给水指标要求

9.2.2　锅炉锅筒水位控制

保持锅筒水位在一定范围内是锅炉稳定安全运行的主要指标。水位过低会造成锅筒内水量太少，当负荷有较大变动时，锅筒内的水量变化速度很快，如来不及控制，就会使锅筒内的水全部气化，会导致水冷壁的损坏，严重时会发生锅炉爆炸。水位过高则会影响锅筒内的汽水分离，产生蒸汽带液现象，一方面会使过热器管壁结垢，传热效率下降，同时由于蒸汽温度的下降，液化的蒸汽驱动透平机时会使透平机叶片遭到毁坏，严重时会发生锅炉爆炸，影响运行的安全性和经济性。

9.2.2.1　锅炉锅筒水位的动态特性

锅炉汽水系统如图 9-25 所示。影响锅筒水位的因素有锅筒(包括循环水管)中的储水量和水位下气泡容积。而水位下气泡容积与锅炉的蒸汽负荷、蒸汽压力、炉膛热负荷等有关。锅炉锅筒水位主要受到锅炉蒸发量(蒸汽流量 D)和给水流量 W 的影响。

1. 蒸汽流量 D 对锅筒水位 H 的动态特性

在蒸汽流量 D(即负荷增大或减小)的阶跃干扰作用下，锅炉锅筒水位的阶跃响应曲线如图 9-26 所示。锅炉锅筒水位 H 对干扰输入蒸汽流量 D 的传递函数可以描述为

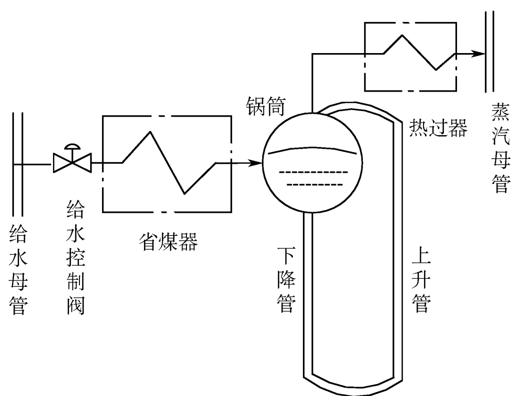


图 9-25　锅炉汽水系统

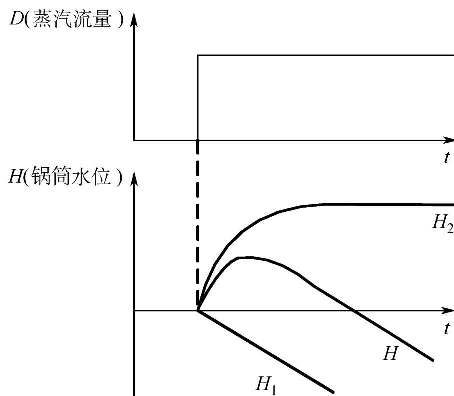


图 9-26　蒸汽流量阶跃下锅炉锅筒水位的响应曲线

$$\frac{H(s)}{D(s)}=\frac{H_1(s)}{D(s)}+\frac{H_2(s)}{D(s)}=-\frac{k_f}{s}+\frac{k_2}{T_2s+1} \tag{9-13}$$



式中　k_f——响应速度，即蒸汽流量作单位流量变化时，锅筒水位的变化速度，单位是 mm/s，t/h；

k_2——响应曲线 H_2 的增益；

T_2——时间常数。

根据物料平衡关系，当蒸汽用量突然增加而燃料量不变的情况下，锅筒内的水位应该是降低的。但是由于蒸汽用量突然增加，瞬时必导致锅筒内压力下降，因此锅筒内水的沸点降低，锅筒内水的沸腾突然加剧，水的气泡迅速增加，锅筒体积增大，将锅筒水位升高，即蒸汽用量突然增加对锅筒水位不是理论上的降低而是升高，这就是所谓的虚假水位现象。

当蒸汽流量突然增加时，由于虚假水位现象，开始水位先上升后下降，如图 9-26 中曲线 H 所示。当蒸汽流量阶跃变化时，根据物料平衡关系，蒸汽量大于给水量，水位应下降，如图 9-26 中的曲线 H_1 所示。曲线 H_2 是只考虑水面下气泡容积变化时的水位变化曲线。实际水位变化曲线 H 是 H_1 与 H_2 的叠加，即 $H = H_1 + H_2$。对于蒸汽用量减少时同样可用上述方法进行分析。

虚假水位变化幅度与锅炉规模有关，例如一般 100～300T/H 的高压锅炉，当负荷变化 10% 时虚假水位可达 30～40mm，因此在实际运行中选择控制方案时应将其考虑在内。

2. 给水流量 W 对锅筒水位 H 的动态特性

给水流量 W 作阶跃变化时，锅炉水位 H 的响应曲线如图 9-27 所示，可以用下面的传递函数描述：

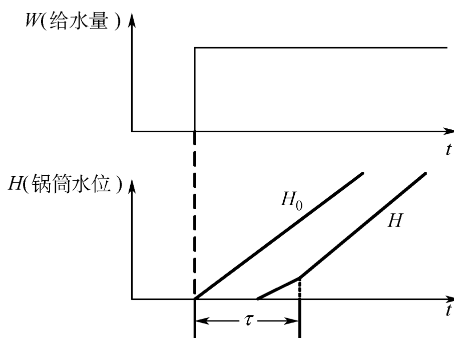


图 9-27　给水流量阶跃下锅炉锅筒水位的响应曲线

$$\frac{H(s)}{W(s)} = \frac{k_0}{s} e^{-\tau s} \qquad (9\text{-}14)$$

式中　k_0——响应速度，即给水流量作单位流量变化时，水位的变化速度，单位是mm/s，t/h；

τ——时滞。

当给水量增加时，由于给水温度必然低于锅筒内饱和水温度，因而需要从饱和水中吸收部分热量，因此导致锅筒内的水温降低，使锅筒内水位下的气泡减少，从而导致水位下降，只有当水位下气泡容积变化达到平衡后，给水量增加才与水位成比例增加。表现在响应曲线的初始段，水位的增加比较缓慢，可用时滞特性近似描述，因此实际的水位响应曲线为如图 9-27 所示。锅筒水位一开始并不立即增加而需要一段时滞，τ 为滞后时间，其中 H_0 为不考虑给水增加而导致锅筒中气泡减少的实际水位变化图。

根据上面所述，如果给水温度低，则从饱和水中吸收的热量要多些，时滞也要大些。例如非沸腾式省煤器锅炉时滞为 30～100s，沸腾式省煤器锅炉时滞为 100～200s。

9.2.2.2　锅炉锅筒水位的控制

锅炉锅筒水位的控制系统中，被控变量为锅筒水位，操纵变量是给水流量，通过控制给水量使锅炉锅筒水位维持在满足负荷需求的要求，同时，为了保证锅炉安全生产，调节给水量的执行机构选取气开式。主要的干扰信号有以下四个来源：



1）给水方面的干扰。包括给水压力、减温器控制阀开度变化等。

2）蒸汽用量的干扰。包括管路阻力变化和负荷设备控制阀开度变化等。

3）燃料量的干扰。包括燃料热值、燃料压力、含水量等。

4）锅筒压力变化。通过锅筒内部汽水系统在压力升高时的“自凝结”和压力降低时的“自蒸发”影响水位。

1. 单冲量水位控制系统

锅筒水位控制系统的操纵变量为给水量，可根据锅筒水位构成如图 9-28 所示的单冲量(单回路)控制系统。单冲量水位控制系统是最简单和最基本的控制系统。单冲量指只有一个变量，即锅筒水位。

这种控制系统结构简单，对于锅筒内水的停留时间长，负荷变化小的小型锅炉，单冲量水位控制系统可以保证系统有效运行。为安全运行，可设置水位报警和联锁控制系统。

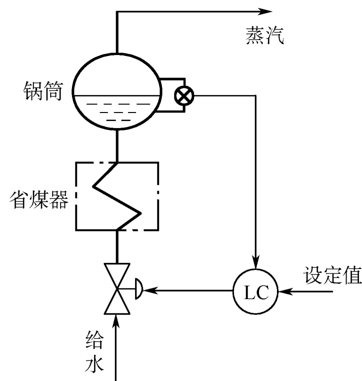


图 9-28　单冲量控制系统

单冲量控制系统存在如下问题：

1）当水蒸气负荷突然大幅度增加时，由于假水位现象，控制器输出误动作，控制器不但不能开大给水阀增加给水量，维持锅炉的物料平衡，反而是关小控制阀的开度，减小给水量。等到假水位消失后，水位严重下降，影响控制系统的控制品质，严重时甚至会使锅筒水位降到危险程度以致发生事故。因此对于停留时间短，负荷变动较大的情况，这样的系统不能适合。

2）对设定值变化及负荷不灵敏。当系统给水出现扰动或系统负荷变化时，均需引起锅筒水位变化后控制系统才起作用，控制的滞后导致控制品质下降，干扰克服不及时。

为了克服单冲量控制系统的不足，系统的控制除了根据锅筒水位外，还应依据蒸汽流量和给水流量的变化来控制给水阀，构成双冲量和三冲量水位控制系统。

2. 双冲量水位控制系统

在锅筒水位的控制中，最主要的干扰是蒸汽负荷的变化。如果引入蒸汽流量来起校正作用，就可以纠正虚假水位引起的误动作，而且使控制阀及时动作，从而减少水位的波动，改善控制品质。考虑到蒸汽负荷的扰动可测但不可控，因此可将蒸汽流量信号引入系统中作为前馈信号，与锅筒水位组成前馈-反馈控制系统，通常称为双冲量水位控制系统。其中一个冲量是锅筒水位，另一个冲量是蒸汽流量。双冲量水位控制系统原理图和框图如图 9-29 所示。

图 9-29 中 LY 为加法器，LC 为液位控制器，其输出为

$$P = C_1 P_C \pm C_2 P_F + C_0 \tag{9-15}$$

式中　P_C——液位控制器的输出；

P_F——蒸汽流量变送器(一般经开方器)的输出；

C_0——初始偏置值；

C_1、C_2——加法器的系数。

图 9-29 给出了典型的双冲量控制系统的原理及框图，这是一个前馈(蒸汽流量)加单回路反馈控制的复合控制系统。这里的前馈系统仅为静态前馈，若需要考虑控制通道和扰动通



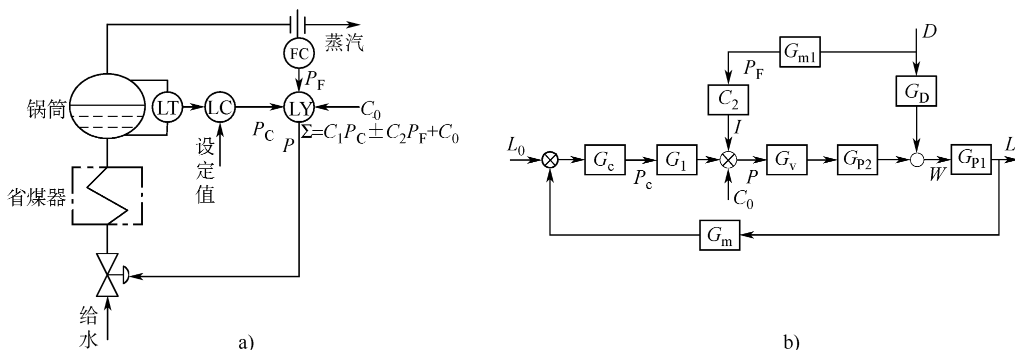


图 9-29　双冲量控制系统原理图和框图

道之间动态特性的差异，需加入超前滞后的动态补偿环节。

（1）加法器系数的确定

由于 C_1 是与调节器放大倍数的乘积，相当于简单调节系统中调节器放大倍数的作用。一般取 $C_1 \leqslant 1$。

根据前馈控制原理，静态前馈时，应有给水流量等于蒸汽流量 $W=D$。考虑锅炉排污等损失，W 需稍大于 D，即有

$$\Delta W=\alpha\Delta D \tag{9-16}$$

式中　ΔW——给水流量的变化量；

ΔD——蒸汽流量的变化量；

α——排污系数，$\alpha>1$。

则

$$G_D=\frac{dW}{dD}=\alpha \tag{9-17}$$

假设给水阀的流量特性具有线性特性，可用 K_v 表示，即

$$K_v=\frac{\Delta W}{\Delta I} \tag{9-18}$$

式中　ΔI——阀门输入信号的变化量。

检测变送环节的增益 K_m 可由式(9-19)来计算，即

$$K_m=\frac{dI}{dD}=\frac{z_{max}-z_{min}}{D_{max}} \tag{9-19}$$

式中　$z_{max}-z_{min}$——蒸汽流量变送器输出的最大变化范围；

D_{max}——蒸汽流量变送器的量程。

将式(9-19)、式(9-18)和式(9-17)代入式(9-16)，得加法器系数 C_2 为

$$C_2=\frac{\alpha D_{max}}{(z_{max}-z_{min})K_V} \tag{9-20}$$

初始偏置 C_0 是一个恒定值，设置 C_0 的目的是在正常负荷下，使调节器和加法器的输出都能有一个比较适中的数值。在正常负荷下 C_0 值与 C_2P_F 项恰好抵消。

（2）控制阀的开闭形式选定

控制阀的选取一般要从生产安全角度来考虑。如果高压蒸汽是供给蒸汽透平机等的，为保护这些设备以选择气开阀为宜。如果蒸汽作为加热及工艺生产中的热源时，应考虑采用气



关阀，以防止烧干锅炉，保护锅炉设备安全。

（3）LC 控制器的正反作用选择

将控制系统看成负反馈系统，若控制阀为气关阀时控制器为正作用，若控制阀为气开阀时则控制器为反作用。

（4）运算器符号

系数 C_2 取正号还是负号(即进行加法还是减法)，要根据调节阀的特性是气开还是气关而定。若选用气关阀，当蒸汽流量加大时，给水量宜加大，则 C_2 项取负号；若采用气开阀，则 C_2 项取正号。

（5）双冲量水位控制系统的其他形式

图 9-30a 所示的双冲量控制系统把加法器放在控制器之前，好像双冲量均匀控制系统。

该控制方案的优点是水位上升与蒸汽流量增加时，控制阀动作方向相反，信号是相减的，因此可节省仪表。缺点是由于水位控制器的测量信号是水位信号与蒸汽流量信号之差，因此，采用静态前馈时，不能保证水位无余差。图 9-30b 所示为把蒸汽流量信号经过微分，且不引入固定分量，实现水位无差控制。

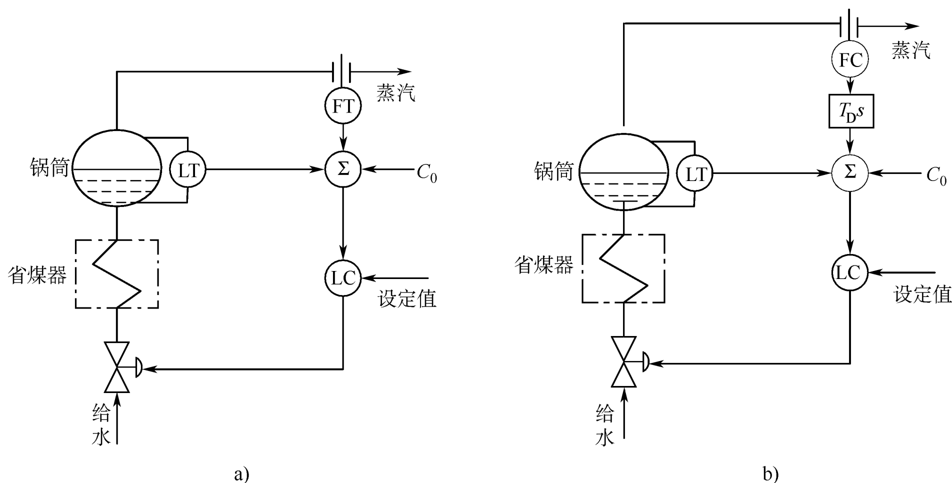


图 9-30　双冲量水位控制系统其他形式

双冲量控制系统考虑了蒸汽流量扰动对锅筒水位的影响，但对给水流量扰动的影响未加考虑，因此适用于给水流量波动较小的场合。

3. 三冲量水位控制系统

双冲量控制系统主要的弱点，一是控制阀的工作特性要做到静态补偿比较困难；二是对于给水系统的干扰不能克服。为此，将给水流量信号引入到双冲量控制系统中，构成三冲量水位控制系统。三冲量水位控制系统中的三个变量为锅筒水位、蒸汽流量和给水流量。

（1）三冲量控制方案一

引入给水流量信号的三冲量水位控制系统将锅筒水位作为主被控变量，给水流量作为副被控变量的串级控制系统与蒸汽流量作为前馈信号的前馈 – 串级控制系统，如图 9-31 所示。

从图 9-31 可以看出它是前馈与串级控制组成的复合控制系统。与双冲量水位控制系统相比，由于设置了串级副环，将给水流量、给水压力等扰动引入到串级控制系统的副环。因

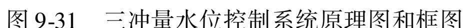


图 9-31　三冲量水位控制系统原理图和框图

此，扰动能够迅速被副环克服，弥补了双冲量水位控制系统的缺点。从系统的安全角度来考虑，供热中心锅炉设备的工程设计采用了三冲量控制方案，它能够有效地维持锅筒水位在工艺允许范围内，也有效地克服了系统中存在的“假水位”现象。

三冲量控制中串级系统主、副控制器的任务不同，副控制器用以消除给水压力波动等因素引起的给水流量的扰动以及蒸汽负荷变化时迅速调整给水流量，以保证给水流量和蒸汽流量平衡；主控制器的任务是修正锅筒水位的偏差。这样，当负荷变化时，锅筒水位稳定值是靠主控制器来维持的，可以根据对象在外扰下虚假水位的严重程度来适当加强蒸汽流量信号的作用强度，从而改变负荷扰动下的水位控制品质。

根据串级控制系统的分析整定方法，应将副回路处理为具有近似比例特性的快速随动系统，以使副回路具有快速消除内扰及快速跟踪蒸汽流量变化的能力。

在主回路中，如果把副回路近似看作比例环节，则主回路等效为一个单回路控制系统，主控制器通常采用比例积分控制，其参数整定仍按单回路系统的整定方法。

若控制通道和扰动通道的动态特性一致时，可采用静态前馈，且将副环近似为 1∶1 比例环节，得静态前馈控制器的控制规律为

$$G_{ff} = K_{ff} = -\frac{\alpha D_{max}}{z_{max} - z_{min}} \tag{9-21}$$

式中　$z_{max} - z_{min}$——蒸汽流量变送器输出的最大变化范围；

　　　D_{max}——蒸汽流量变送器的量程。

若控制通道和扰动通道的动态特性不一致，则可采用动态前馈控制规律。将三冲量控制系统的扰动点画在水位检测输出端得图 9-32 所示的三冲量控制系统框图。

根据前面的分析可知，蒸汽流量 D 对锅筒水位 H 的扰动通道的传递函数为

$$G_D(s) = \frac{H(s)}{D(s)} = \frac{H_1(s)}{D(s)} + \frac{H_2(s)}{D(s)} = \frac{k_f}{s} + \frac{k_2}{T_2 s + 1}$$

给水流量 W 对锅筒水位 H 的控制通道传递函数为

$$G_{P1}(s) = \frac{H(s)}{W(s)} = \frac{k_0}{s} e^{-\tau s}$$

假如副回路跟踪很好，可近似为 1∶1 的比例环节。蒸汽流量检测变送环节动态响应快，可用静态增益描述，即

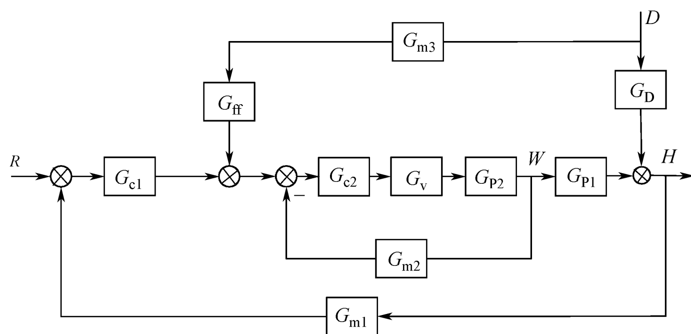


图 9-32　三冲量控制系统方案一

$$G_{m3}(s)=K_m=\frac{z_{max}-z_{min}}{D_{max}}$$

根据不变性原理，得到动态前馈控制器的控制规律为

$$G_{ff}(s)=\frac{G_D(s)}{G_m(s)G_{P1}(s)}=\frac{D_{max}}{z_{max}-z_{min}}\left(\frac{k_f}{k_0}-\frac{k_d s}{T_2 s+1}\right)e^{\tau s} \tag{9-22}$$

式中　$k_d=\dfrac{k_2}{k_0}$

实际应用时，通常有 $k_0=k_f$，$e^{\tau s}$无法物理实现，实际动态前馈控制器的控制规律近似为

$$G_{ff}(s)\approx K\left(1-\frac{k_d s}{T_2 s+1}\right) \tag{9-23}$$

式中　K——蒸汽流量检测变送环节增益的倒数，通常为 1。因此，实际实施时可采用蒸汽流量信号的负微分与蒸汽流量信号之和作为动态前馈信号。

（2）三冲量控制方案二(见图 9-33)

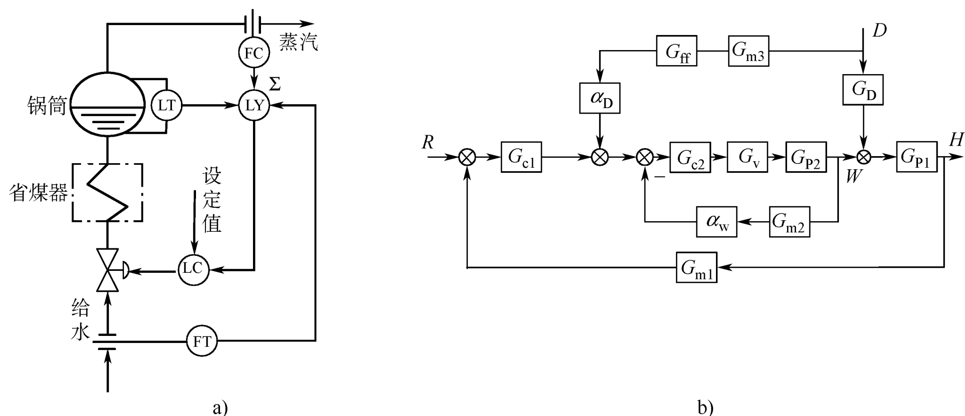


图 9-33　三冲量控制系统方案二

将蒸汽流量信号、给水流量信号和锅筒水位信号一起送加法器，加法器输出作为给水控制器的测量信号，构成采用一个控制器的三冲量控制方案，如图 9-33 所示。主控制器采用比例度为 100% 的比例控制器即 $G_c(s)=1$，副控制器是给水控制器，前馈控制为蒸汽流量控制，副控制器和前馈控制器的比例系数设置分别为 α_W 和 α_D。由于锅筒水位控制器的测量值



是蒸汽流量信号、给水流量信号和锅筒水位信号的代数和，当给水流量与蒸汽流量达到物料平衡(包括排污损失)及控制器具有积分作用时，水位可达到无余差。但通常情况下，实施该控制方案的水位存在余差。

(3) 三冲量控制方案三

为使水位无余差，将水位控制器移到加法器前，组成如图 9-34 所示的三冲量控制方案三。水位控制器输出信号、蒸汽流量信号、给水流量信号送加法器，加法器输出送给水控制阀。主控制器是水位控制器，副控制器是比例度为 100% 的比例控制器。由于水位控制器测量值是锅筒水位信号，因此当水位控制器具有积分控制作用时，可实现锅筒水位无余差。

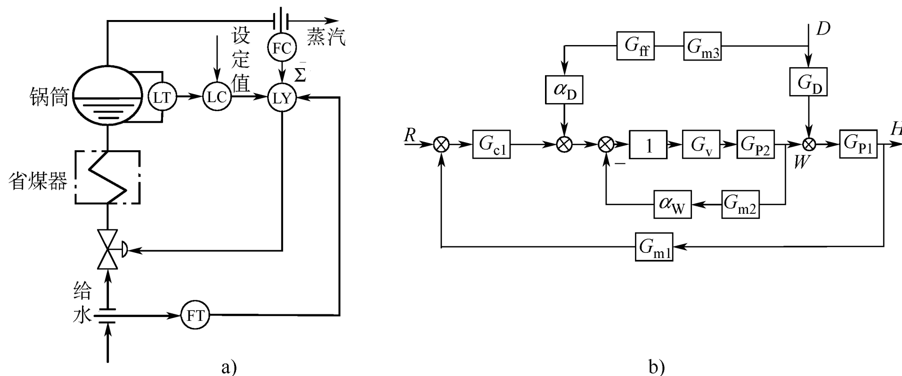


图 9-34　三冲量控制方案三

三冲量控制系统给水阀的开闭形式选定与双冲量控制系统一样，控制器的正反作用则完全可按串级控制系统的设计来确定。

假设某供汽量为 120t/H 的锅炉，其被控对象的传递函数分别为

$$G_{P1}(s)=1$$

$$G_{P2}(s)=\frac{H(s)}{W(s)}=\frac{0.037}{s(30s+1)}e^{-5s}$$

$$G_D(s)=\frac{H(s)}{D(s)}=\frac{3.6}{15s+1}-\frac{0.037}{s}$$

若采用三冲量控制方案，如图 9-35 所示。其中蒸汽流量变送器 $\alpha_D=0.0667$，$G_{m3}(s)=3$，给水流量检测变送器 $\alpha_W G_{m2}=0.0667$，差压变送器的转换系数 $G_{m1}=0.0333$，调节阀采用线性

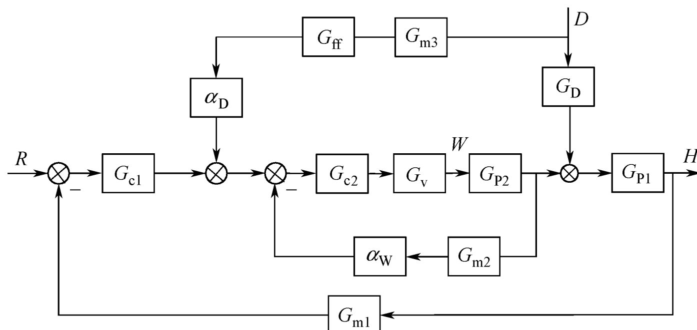


图 9-35　三冲量控制方案

阀 $G_V=15$。参数整定过程如下：

串级控制部分的副回路的控制器采用比例控制 $G_{c2}(s)=K_{P2}=1$，主回路控制器采用 PID 控制，PID 参数采用最优参数整定法，Simulink 仿真框图及整定过程如图 9-36 所示。当设定超调量为 10%，上升时间为 100s，调节时间为 500s，优化得 $K_P=68.21$、$T_I=31$、$T_D=1470$，而当设定超调量为 20%，上升时间为 50s，调节时间为 400s，优化得 $K_P=73$、$T_I=39.95$、$T_D=1400$。当设定值为 50 时，对应的系统阶跃响应如图 9-37 所示。

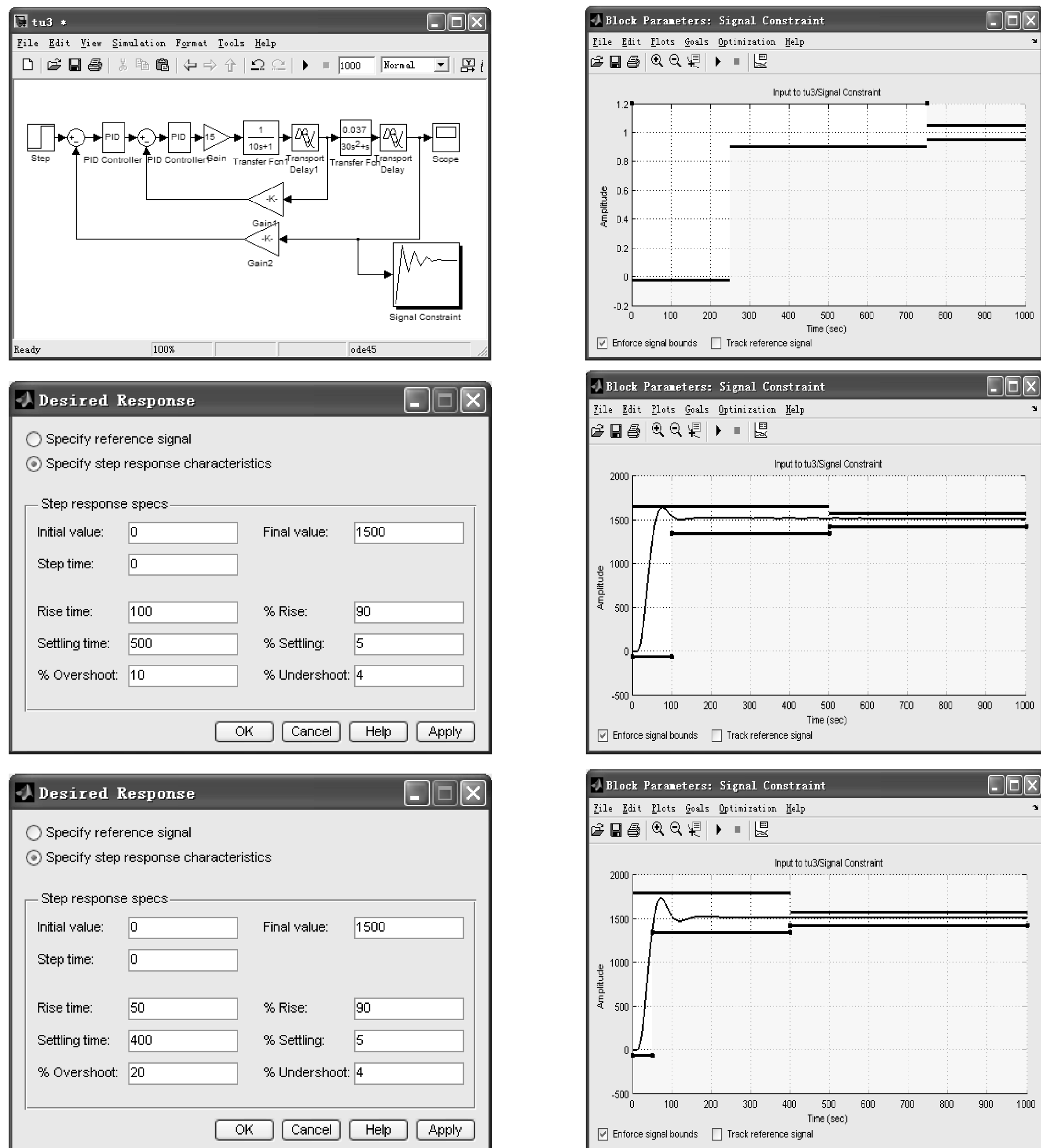
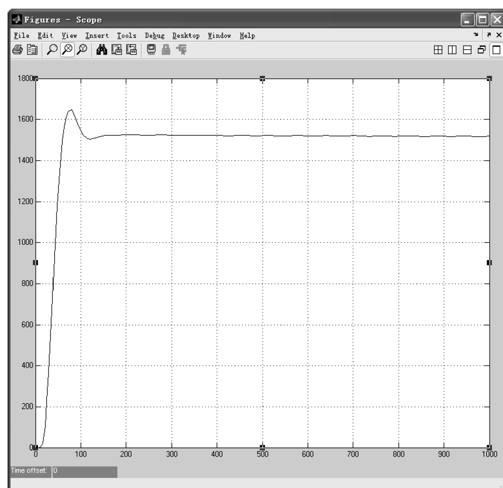


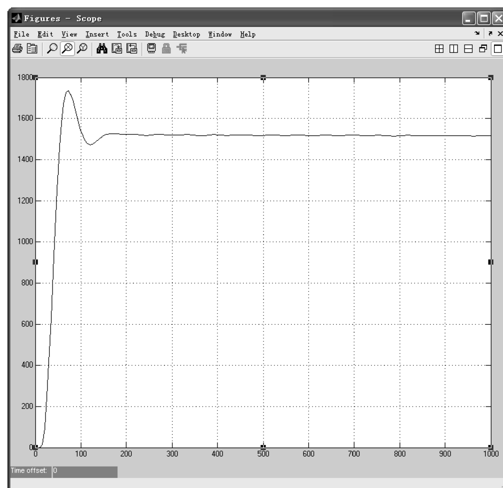
图 9-36　主回路 PID 参数整定过程的 Simulink 仿真框图及整定过程

由图 9-37 可见，当锅炉工作稳定且给水无扰动时，串级控制方案可以满足系统要求（超调量小于 20%，调节时间小于 200s）。





a)



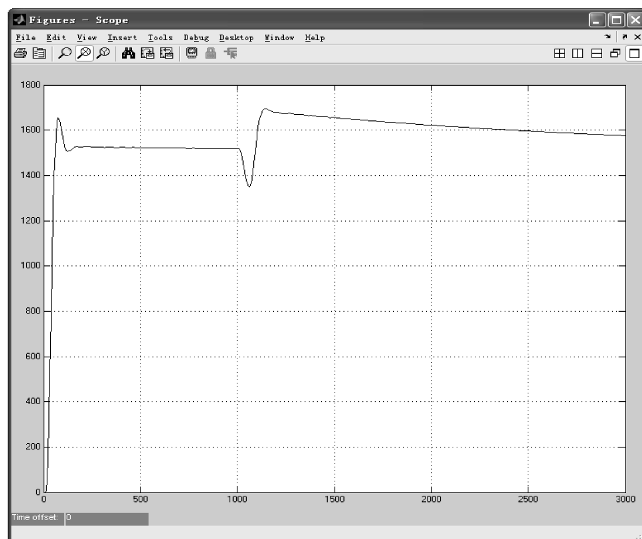
b)

图 9-37　串级控制系统的阶跃响应曲线

a）$K_P=68.21$、$T_I=31$、$T_D=1470$　b）$K_P=73$、$T_I=39.95$、$T_D=1400$

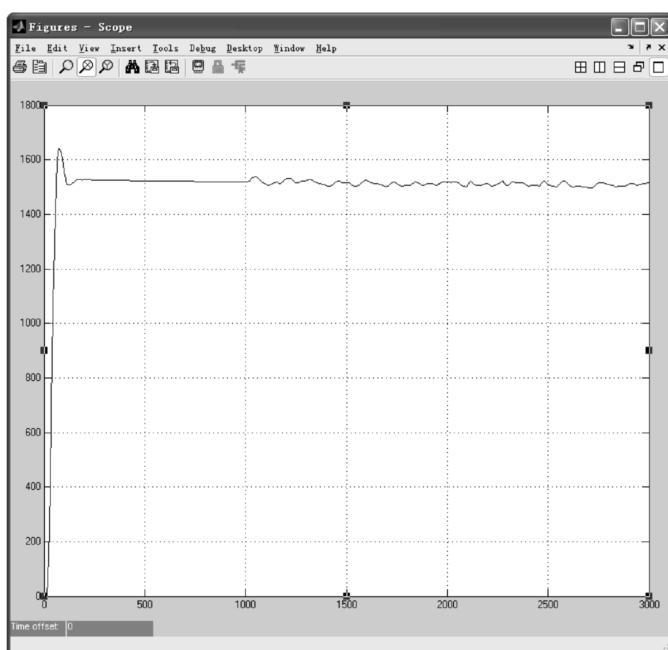
当系统稳定运行在 1000s 突加一大小为供汽量 10% 的蒸汽干扰，系统的响应曲线如图 9-38a 所示，在系统稳定运行 1000s 后。施加一大小为供汽量 10% 随机扰动的给水扰动，系统的响应曲线如图 9-38b 所示。如果系统同时施加蒸汽干扰和给水扰动，系统的响应曲线如图 9-38c 所示。由图可以看到，系统对于给水扰动可以通过串级控制系统有效地抑制，而系统的蒸汽干扰导致系统水位变化幅度较大。

在蒸汽干扰可测的情况下，构成前馈加串级的三冲量控制，系统 Simulink 仿真框图如图 9-39 所示。

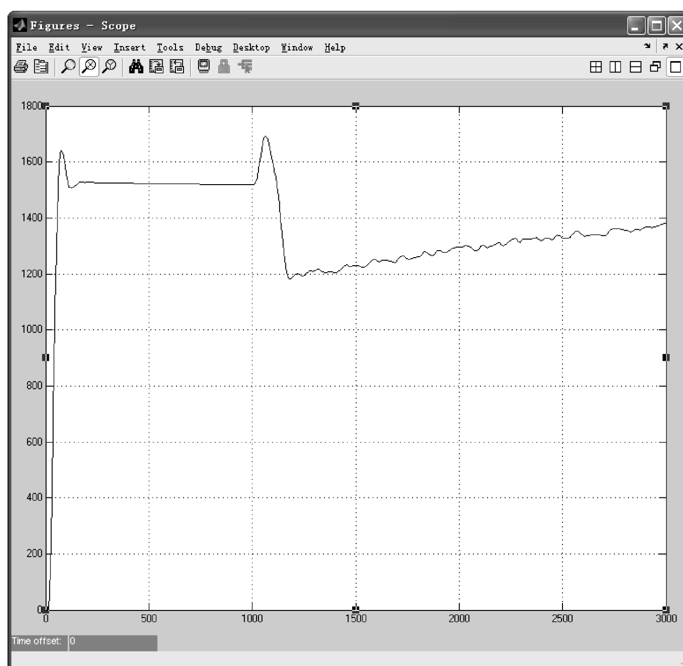


a)

图 9-38　干扰作用下系统的响应曲线



b)



c)

图 9-38　干扰作用下系统的响应曲线(续)

前馈控制器整定为 $\alpha_D \cdot G_{m3} \cdot K_d = -0.018$，$G_{ff}(s) = \dfrac{(10s+1)}{(6s+1)}$，系统的响应曲线如图 9-40所示。



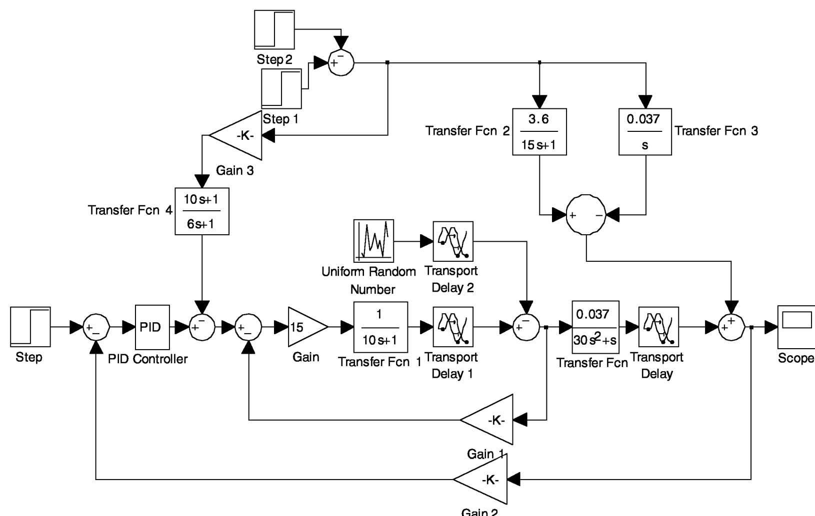


图 9-39　三冲量控制系统 Simulink 仿真框图

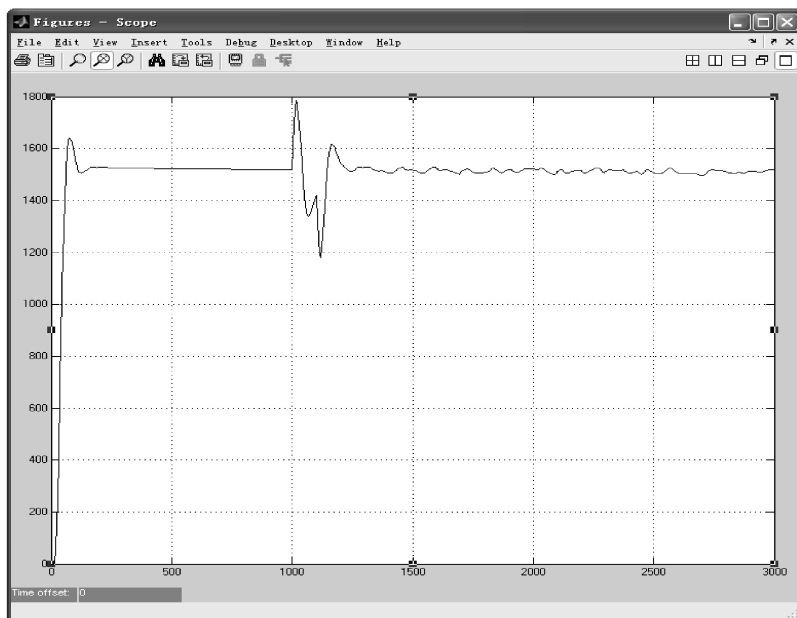


图 9-40　三冲量控制系统的输出响应曲线

9. 2. 3　锅炉燃烧控制系统

9. 2. 3. 1　燃烧控制的任务

锅炉燃烧过程自动控制的基本任务是既要提供热量适应蒸汽负荷的需要，又要保证燃料的经济性与锅炉运行的安全性。其具体任务有：

1）保证锅炉出口蒸汽压力稳定，能根据负荷变化自动增减燃料量。

2）保证燃料燃烧良好，燃烧过程经济运行。既要防止空气不足而使烟囱冒黑烟，也不



能因为空气过量而增加热量损失。在增加燃料时，应先加大空气量；在减少燃料时，也应先减少空气量。总之，燃料量与空气量应保持一定的比值，或者说烟道中的氧含量应保持一定的数值。

3）保证锅炉安全运行。保证炉膛有一定的负压，以防止燃烧过程中火焰或烟气外喷，影响设备和工作人员的安全；如果负压大，会使大量冷空气进入炉内，从而使热量损失增加，降低了燃烧效率。此外，燃烧嘴背压太高时可能燃烧流速过高而脱火；燃烧嘴背压太低时，又可能回火。

为达到上述目的，燃烧过程的控制系统应包括三个控制任务：即维持锅炉汽压、保持最佳空燃比和保证炉膛负压不变。以上三项控制任务相互影响，在控制中应消除或消弱它们的关联。此外，从安全考虑，应该设置防喷嘴背压过低的回火和防喷嘴背压过高的脱火措施。

9.2.3.2　燃烧过程的控制

燃烧控制系统包括燃料量控制系统、风量控制系统、炉膛压力控制系统、蒸汽压力控制系统和燃料与空气比值控制系统。

1. 燃料量控制系统

（1）串级控制系统

燃料控制的任务是使进入锅炉的燃料量随时与蒸汽负荷要求相适应。蒸汽压力对象的主要干扰是燃料量的波动与蒸汽负荷的变化。当燃料流量和蒸汽负荷变动较小时，可采用利用蒸汽压力来调节燃料量的单回路控制系统。但对锅炉来说，运行中的燃料扰动是经常出现的（即燃料流量波动较大）。为使系统具有快速消除燃料扰动的措施，采用燃料量作为副变量、蒸汽压力为主变量的串级控制系统，如图 9-41 所示。

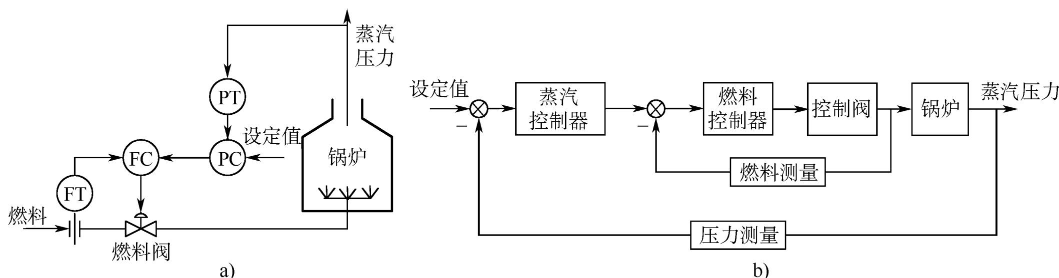


图 9-41　蒸汽压力-燃料量的串级控制系统

a）串级控制原理图　b）串级控制方框图

（2）串级控制 + 比值控制系统

为了保证燃烧的经济性，即保证燃烧过程中有合适的燃料与空气比例，锅炉燃烧系统还应有燃料量与空气量的单闭环比值控制系统。燃料流量是随蒸汽负荷而变化的，它作为主动量，空气量作为从动量，可使燃料与空气保持一定的比例，获得良好的燃烧。组成蒸汽压力为主被控变量、燃料量为副被控变量的串级控制系统及燃料量为主动量、空气量为从动量的比值控制系统，如图 9-42 所示。

为了保证经济燃烧，也可以使用烟道气中氧含量来校正燃料流量与空气流量的比值，组成变比值控制系统。

（3）逻辑提降量的比值控制系统



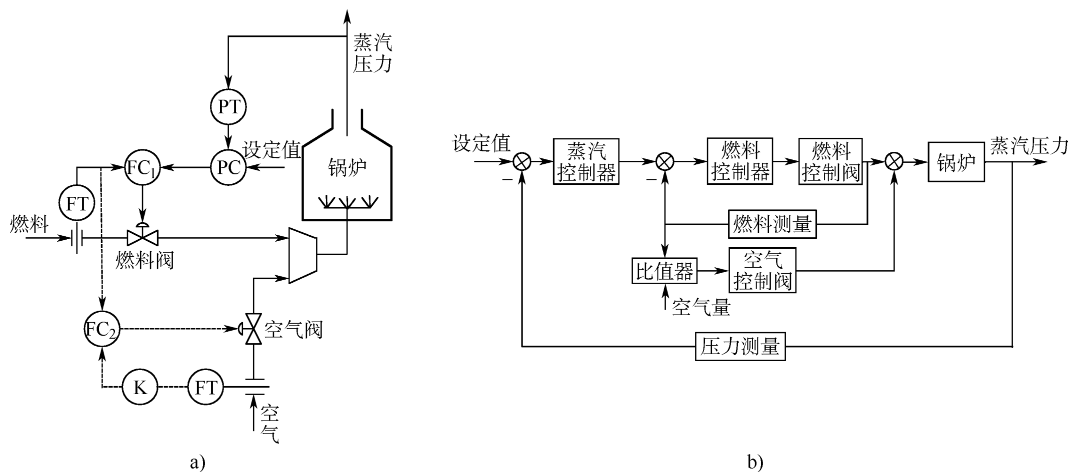


图 9-42 串级控制 + 比值控制系统

a）串级控制 + 比值控制原理图 b）串级控制 + 比值控制框图

由锅炉运行知，当负荷变化时，燃料量和空气量很难配合得十分准确。在变负荷过程中若空气量小于燃料量，锅炉会发生缺氧燃烧，出现冒黑烟现象。所以变负荷时，空气量应略大于燃料量。在提负荷时要先提空气量，后提燃料量；在降负荷时，要先降燃料量，后降空气量，构成具有逻辑提降量的比值控制系统，如图 9-43 所示。该控制系统既可保证蒸汽压力恒定，又可实现燃料的完全燃烧。

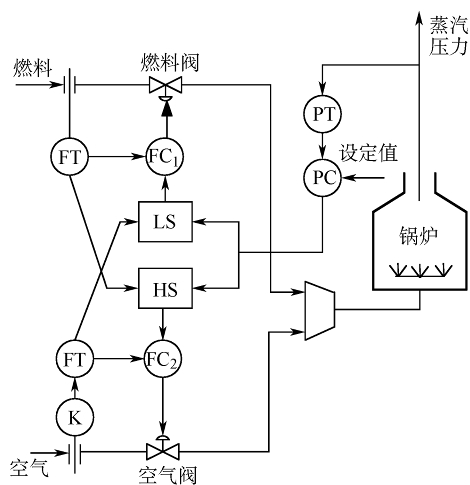


图 9-43 逻辑提降量控制系统

2. 风量控制系统

为使锅炉适应负荷的变化，必须同时改变燃料量和空气量，同时为了达到最佳的经济燃烧，燃烧过程中应有最佳空燃比 K。空燃比 K 是随不同的负荷和燃料品种而变化的，为此燃烧控制系统可选负荷、燃料品种等的变化来构成风量控制系统，如燃料量控制中串级控制和比值-串级控制方案。比值控制保证了燃料和空气的比值关系，但并不能保证燃料的完全燃烧。因此，需要有一个测量燃料完全燃烧的量，构成送风控制系统，以达到最高的锅炉热效率。但热效率不能直接测量，通常采用烟气中的氧含量来衡量锅炉燃烧的热效率。

锅炉的热效率(经济燃烧)可用烟气中的含氧量来表示。根据燃烧方程式，可以计算出燃料完全燃烧时所需的氧量，从而可得出所需的空气量，称为理论空气量 Q_T。而实际上完全燃烧所需要的空气量 Q_P 要超过理论空气量 Q_T，即需要有一定的过剩空气量。当过剩空气量增多时，一方面使炉膛温度降低，另一方面使烟气损失增加。因此，对不同的燃料，过剩空气量都有一个最优值，即最经济燃烧，如图 9-44 所示。

过剩空气量常用过剩空气系数 α 来表示，定义为实际空气量 Q_P 和理论空气量 Q_T 之

比，即

$$\alpha = \frac{Q_P}{Q_T} \tag{9-24}$$

因此，α 是衡量经济燃烧的一种指标。过剩空气系数 α 很难直接测量，但与烟气中氧含量 A_O 有关，可近似表示为

$$\alpha = \frac{21}{21 - A_O} \tag{9-25}$$

图 9-45 表示过剩空气量与烟气含氧量及锅炉效率之间的关系。当 α 在 1 ~ 1.6 范围内时，过剩空气系数 α 与烟气含氧量 A_O 接近直线关系，当 α 在 1.08 ~ 1.15（最佳过剩空气量约为 8%~15%）时，烟气含氧量 A_O 的最优值为 1.6%~3%。此时过剩空气量约为 15%~18% 时，锅炉有最高效率。

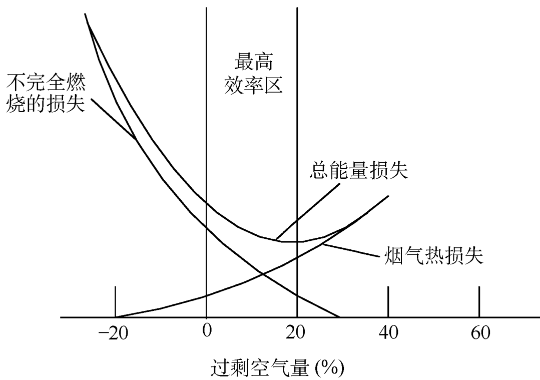


图 9-44　过剩空气量与能量损失的关系

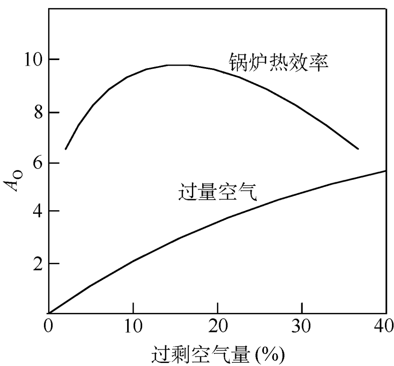


图 9-45　过剩空气量与锅炉效率之间的关系

根据上述可知，在燃料量控制系统中，增加烟气含氧量的控制可实现锅炉的经济燃烧，图 9-46 所示为锅炉燃烧过程的烟气含氧量的闭环控制系统。将烟气含氧量成分作为控制器

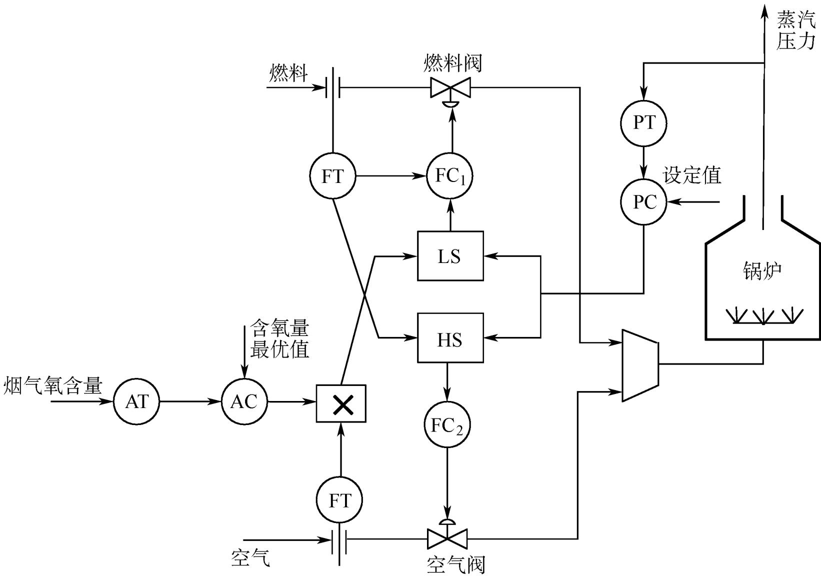


图 9-46　烟气含氧量的闭环控制系统



的被控变量，其设定值为最佳值。当烟气中含氧量变化时，表明燃烧过程中的过剩空气量发生变化，通过含氧量控制器来控制空气量与燃料量的比值，力求控制在最优设定值，从而使对应的过剩空气系数稳定在最优值，保证锅炉燃烧最经济、热效率最高。

烟气含氧量闭环控制系统实施时应注意，为快速反映烟气含氧量，对烟气含氧量的检测变送系统应选择正确。目前，常选用氧化锆氧量仪表检测烟气中的含氧量。

在锅炉实际运行中，烟气中的最佳含氧量的数值随锅炉的负荷改变而变化。一般在负荷增加时，最佳含氧量的值减小，即应减少过剩空气量，如图 9-47 所示。为了使含氧量最佳值随负荷的改变而变化，可将负荷信号通过一个函数发生器产生一个随负荷而变化的最佳含氧量信号作为氧量控制器的设定值，再由氧量控制器校正过剩空气量，使锅炉在不同负荷下始终运行在最佳过剩状态，如图 9-48 所示。

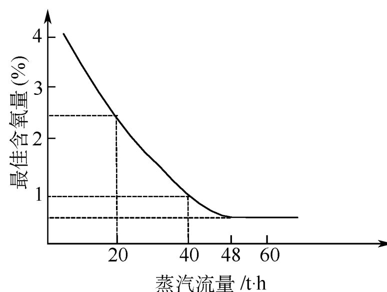


图 9-47　最佳含氧量与负荷关系曲线

3. 炉膛负压控制及安全控制系统

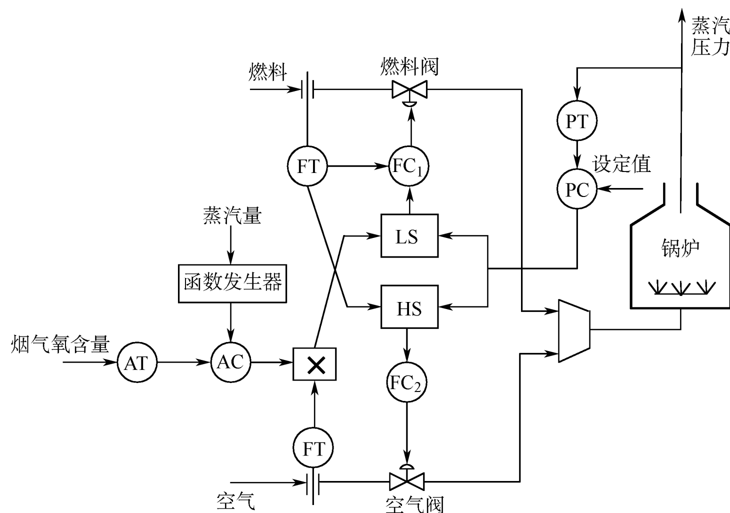


图 9-48　随负荷变化的烟气含氧量的闭环控制系统

对于负压燃烧锅炉，如果炉膛压力接近大气压力，则炉烟往外冒出，影响设备与工作人员的安全；反之，如果炉膛压力太低，又会使大量的冷空气漏入炉膛内，降低了炉膛温度，增大了引风机负荷和排烟带走的热量损失。一般炉膛压力维持在比大气压力低 20 ~ 50Pa 左右。由于引风对象的动态响应快、测量也容易，炉膛负压控制一般可通过控制引风量来实现。

（1）炉膛负压控制系统

炉膛负压控制系统中的被控变量是炉膛压力(控制在负压)，操纵变量是引风量。当锅炉负荷变化不大时，可采用单回路控制系统。当锅炉负荷变化较大时，应引入扰动量的前馈信号(蒸汽压力、送风量)，组成前馈-反馈控制系统。例如，当锅炉负荷变化较大时，蒸汽压力的变动也较大，这时可引入蒸汽压力的前馈信号，组成如图 9-49a 所示的前馈-反馈控



制系统。若扰动来自送风机时，送风量随之变化，引风量只有在炉膛负压产生偏差时才由引风调节器去调节。这样引风量的变化落后于送风量，必然造成炉膛负压的较大波动。为此可引入送风量的前馈信号，构成如图 9-49b 所示的前馈-反馈控制系统，有利于提高引风控制系统的稳定性和减小炉膛负压的动态偏差。

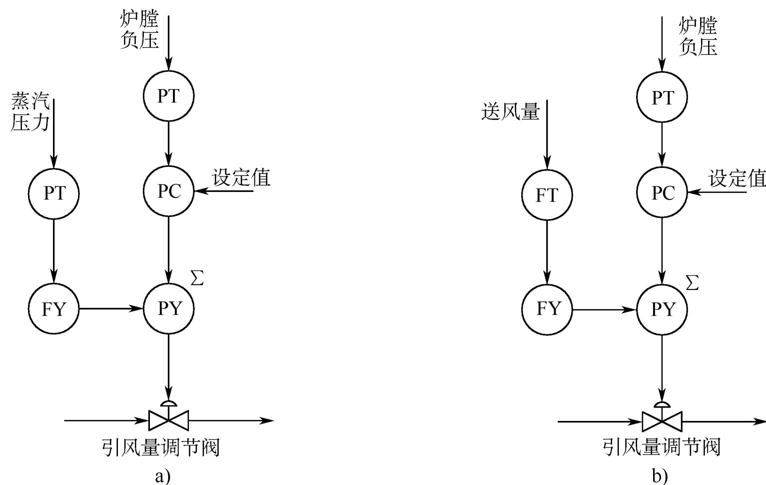


图 9-49　炉膛负压前馈-反馈控制系统

a）蒸汽压力前馈　b）送风量前馈

炉膛负压控制系统可防止炉膛内火焰或烟气的外喷。此外，当燃料压力过高或过低，喷嘴发生堵塞等情况，也会发生事故。为此，除了设置炉膛负压控制系统外，还需设置有关的安全联锁控制系统。

例如对于燃油蒸汽锅炉的燃烧控制系统主要由三个子系统组成：蒸汽压力控制系统、燃料空气比值控制系统和炉膛负压控制系统，其原理框图如图 9-50 所示。

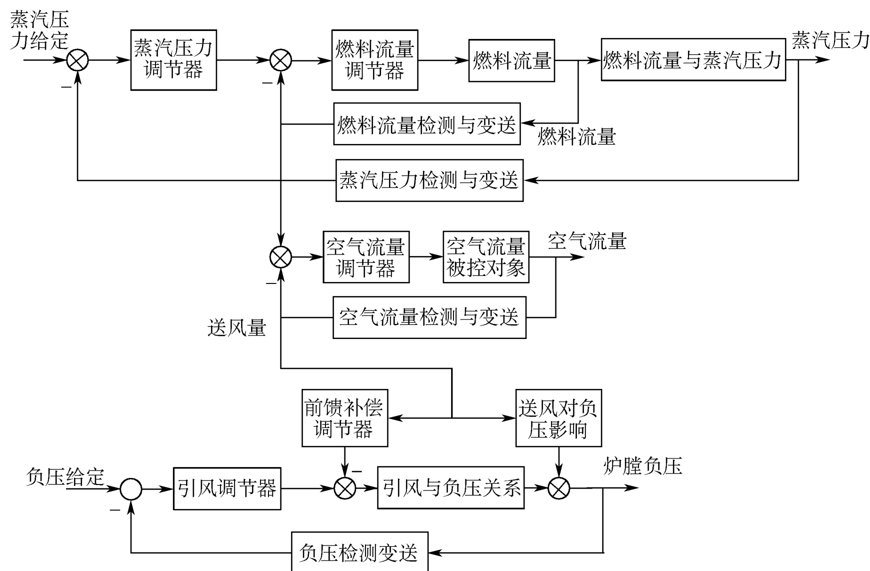


图 9-50　燃油蒸汽锅炉的燃烧控制系统的原理框图



燃料流量被控对象为

$$G(s)=\frac{4}{13s+1}e^{-3s}$$

燃料流量至蒸汽压力关系为

$$G(s)=3$$

蒸汽压力至燃料流量关系为

$$G(s)=1$$

蒸汽压力检测变送器的传递函数为

$$G(s)=1$$

燃料流量检测变送器的传递函数为

$$G(s)=1$$

燃料流量与控制流量比值为

$$G(s)=2$$

空气流量被控对象的传递函数为

$$G(s)=\frac{3}{11s+1}e^{-2s}$$

炉膛引风量与负压关系为

$$G(s)=\frac{10}{7s+1}e^{-s}$$

送风量对负压的干扰为

$$G(s)=\frac{1}{3s+1}$$

1）控制系统参数整定。对于燃料流量控制系统，为了使系统无静差，燃料流量控制器采用 PI 控制形式，其参数整定为 $K_P=0.55$、$T_I=15$，燃料流量控制系统的阶跃响应如图 9-51 所示。

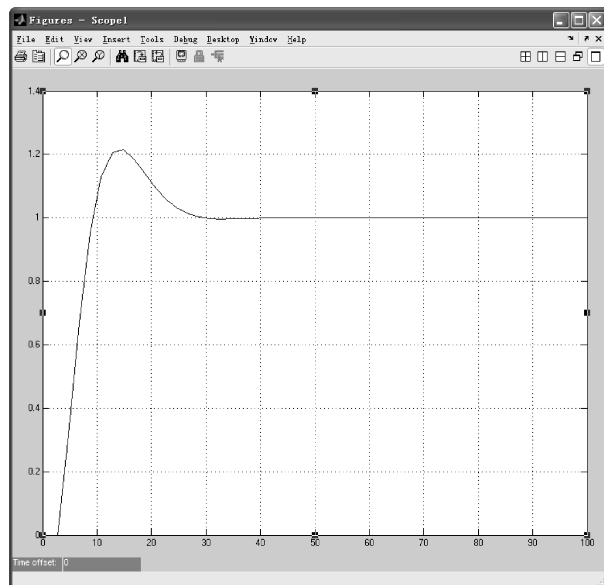
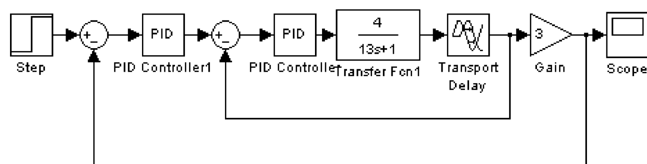
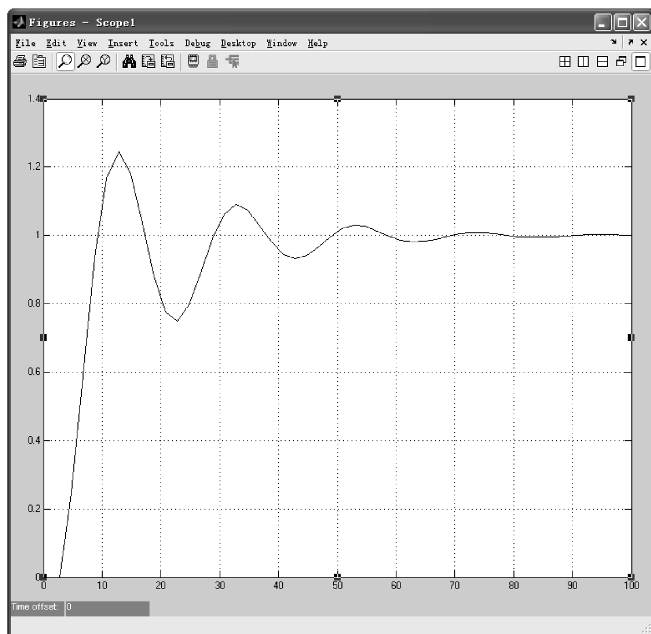


图 9-51　燃料流量控制系统的阶跃响应

蒸汽压力控制与燃料流量控制系统构成串级控制系统，主控制器即蒸汽压力控制器采用 PI 控制形式，参数整定为 $K_P=0.2$、$T_I=20$，系统的 Simulink 仿真框图如图 9-52a 所示，对应的阶跃响应如图 9-52b 所示。



a)



b)

图 9-52　蒸汽压力 - 燃料流量串级控制系统

对于空气流量控制系统，空气流量控制器采用 PI 控制，参数整定为 $K_P=0.55$、$T_I=15$，空气流量控制系统的阶跃响应如图 9-53 所示。

对于负压控制系统，其控制器采用 PI 控制，参数整定为 $K_P=0.03$、$T_I=45$，负压控制系统的阶跃响应如图 9-54 所示。

当送风量突变 50% 时炉膛负压响应曲线如图 9-55 所示，送风量对炉膛负压影响较大。

对炉膛负压控制系统增加送风量的动态前馈补偿，其参数整定过程的 Simulink 仿真框图如图 9-56 所示。

当炉膛负压设定值为零，$K_d=1$、$T_1=1$、$T_2=1$ 和 $K_d=0.13$、$T_1=1$、$T_2=1$ 静态前馈补偿时，系统的输出响应如图 9-57a 和图 9-57b 所示，选取静态增益为 $K_d=0.13$。整定时间常数 T_1 和 T_2，不同组合下系统的输出响应如图 9-57c、图 9-57d、图 9-57e 和图 9-57f 所示。

比较各种参数下的响应曲线，确定动态前馈补偿器为

$$G(s)=0.13\frac{6s+1}{3s+1}$$



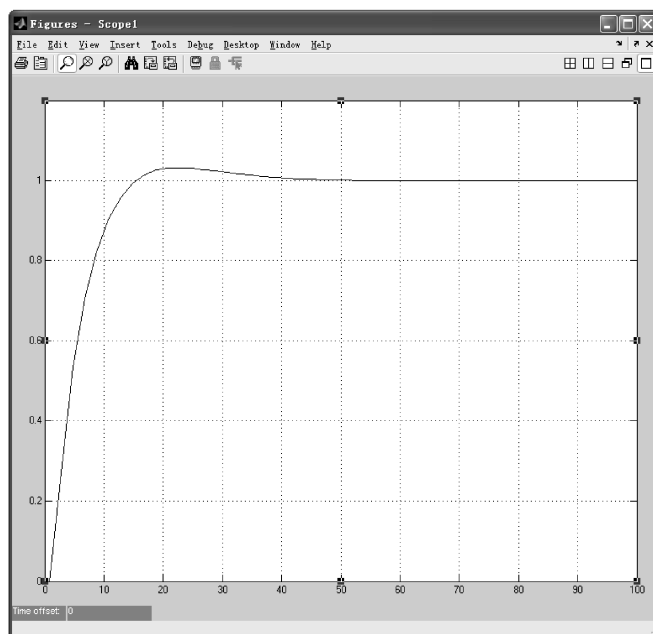


图 9-53　空气流量控制系统的阶跃响应

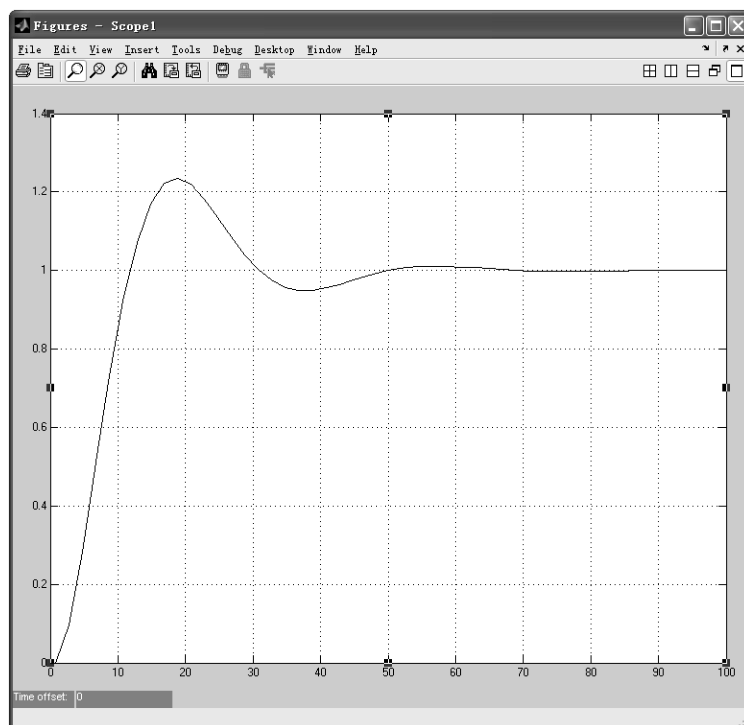


图 9-54　空气流量控制系统的阶跃响应

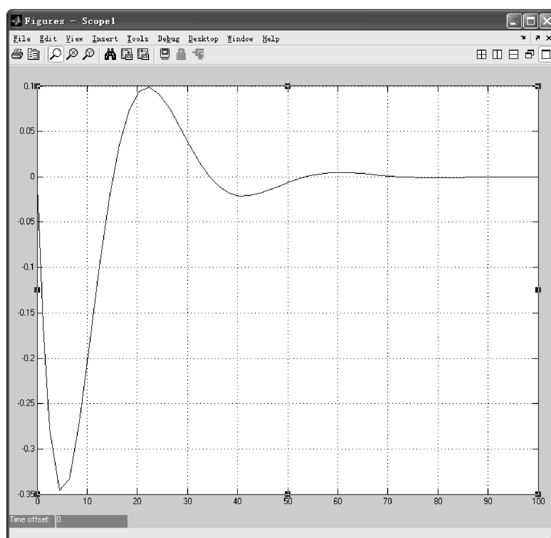


图 9-55　送风量突变时炉膛负压的阶跃响应

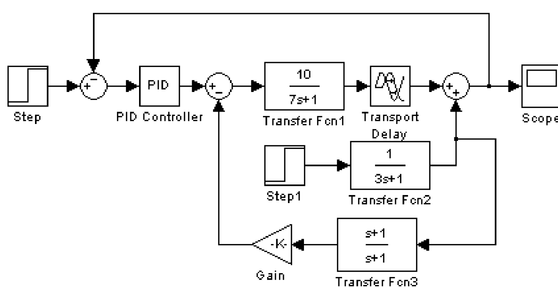
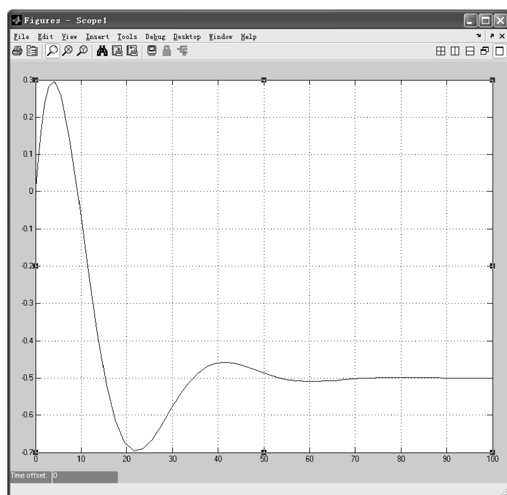
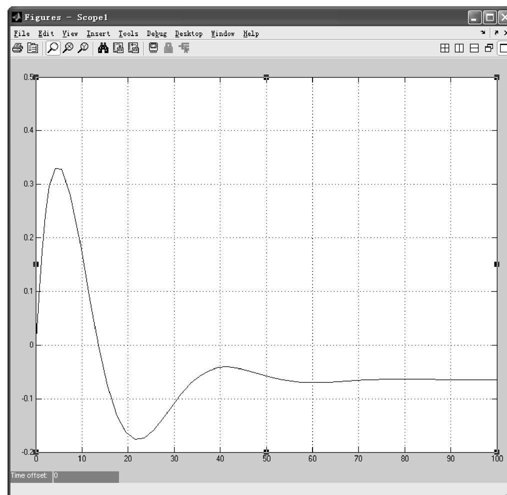


图 9-56　动态前馈补偿参数整定过程的仿真框图



a)

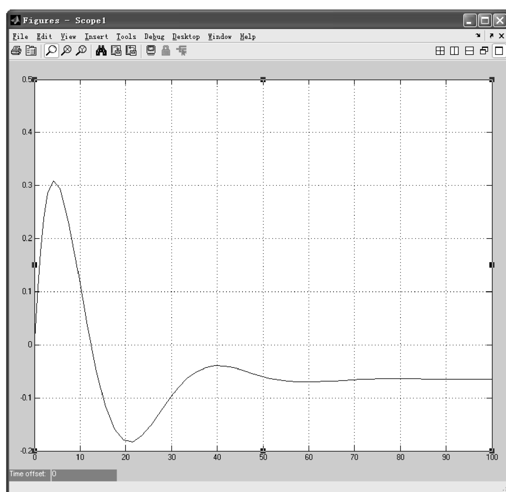


b)

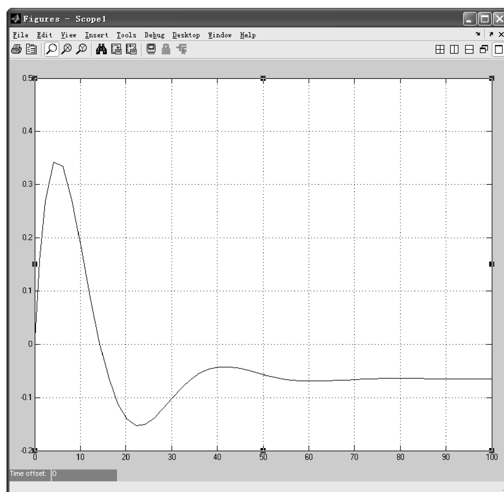
图 9-57　动态前馈补偿器不同参数下的响应曲线

a）$K_d=1$，$T_1=1$，$T_2=1$　b）$K_d=0.13$，$T_1=1$，$T_2=1$

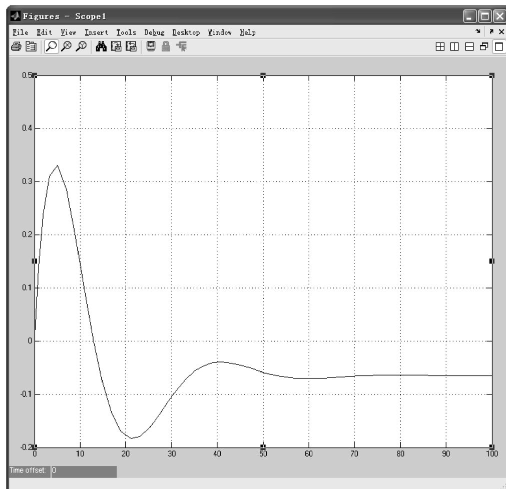




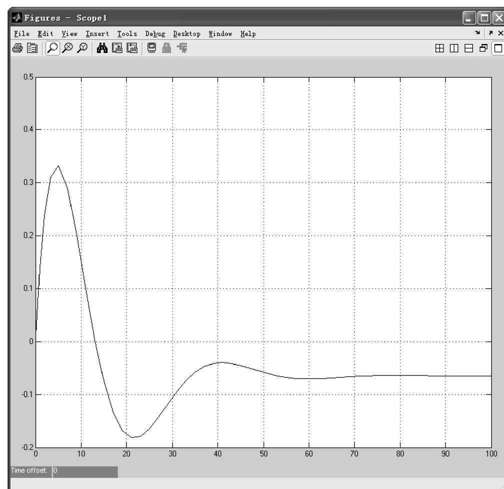
c)



d)



e)



f)

图 9-57　动态前馈补偿器不同参数下的响应曲线(续)

c) $K_d=0.13$，$T_1=10$，$T_2=1$

d) $K_d=0.13$，$T_1=1$，$T_2=10$　e) $K_d=0.13$，$T_1=7$，$T_2=3$　f) $K_d=0.13$，$T_1=6$，$T_2=3$

2）控制系统的 Simulink 仿真。将前面的各个整定好的子系统构成如图 9-58 所示的燃油蒸汽锅炉的燃烧控制系统的 Simulink 仿真框图。假设蒸汽压力设定值为 10，炉膛负压设定值为 5，系统施加幅值为 0.2 的随机干扰。系统输出响应曲线如图 9-59 所示，从上而下依次为蒸汽压力设定值、蒸汽压力输出、随机干扰、空气流量输出、炉膛负压设定值和炉膛负压输出。

（2）防止回火的联锁控制系统

当燃料压力过低，炉膛内压力大于燃料压力时，会发生回火事故，为此设置如图 9-60a 所示的防止回火的联锁控制系统。在燃烧嘴背压过低时，压力开关 PSA 带动联锁装置，把燃料控制阀的上游阀切断，以免回火现象发生。



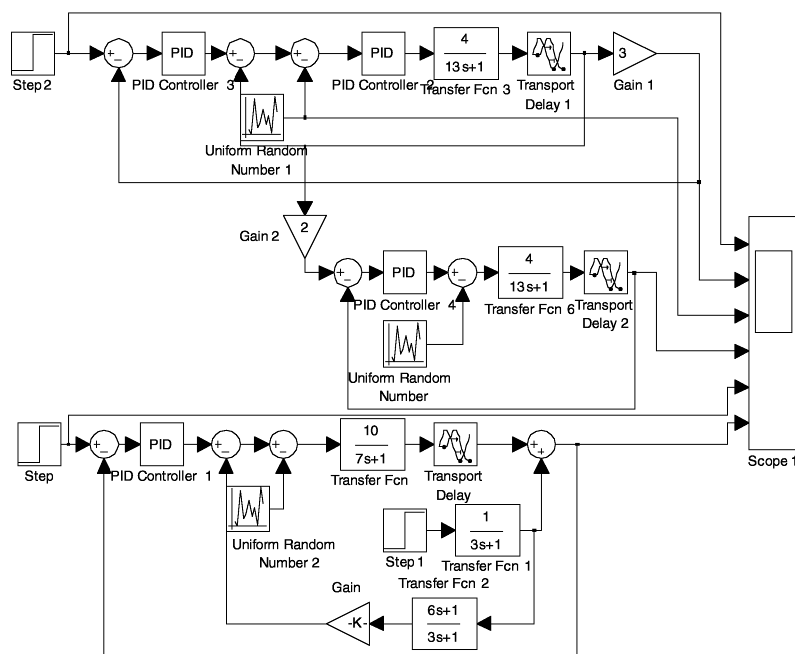


图 9-58　燃烧控制系统的 Simulink 仿真框图

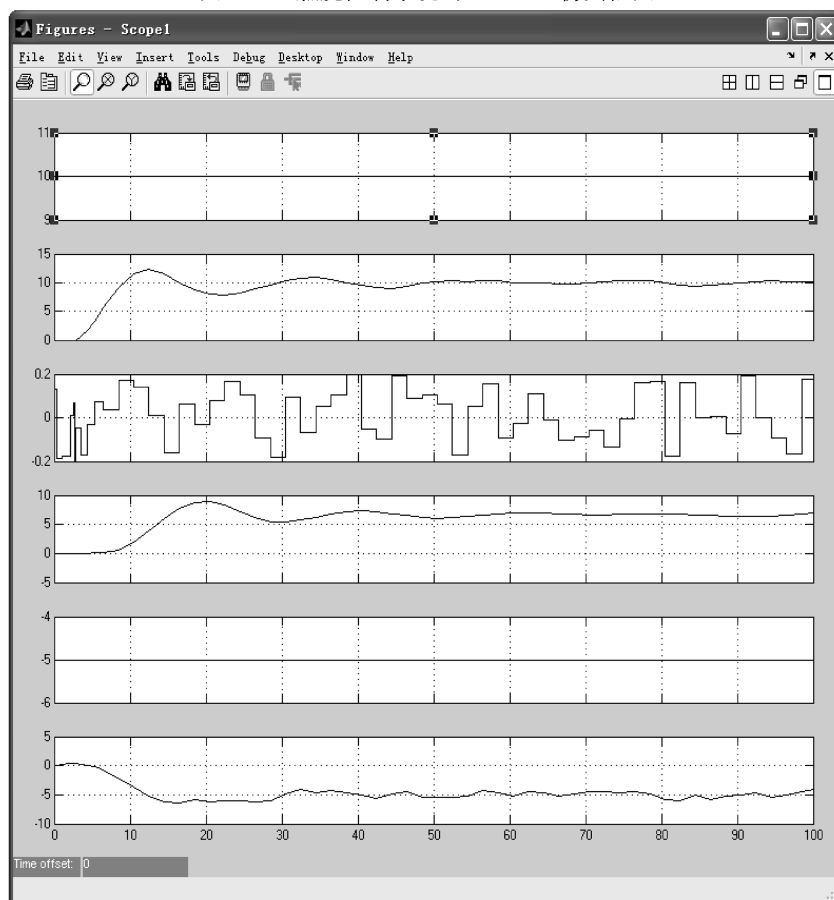


图 9-59　燃烧控制系统的响应曲线



也可采用选择性控制系统，将喷嘴背压信号送背压控制器，与蒸汽压力和燃料量串级控制系统进行选择控制，如图 9-60b 所示。正常情况时，由蒸汽压力和燃料量组成的串级控制系统控制燃料控制阀，当喷嘴背压低于设定值时，背压控制器输出增大，经高选器后取代原有的串级控制系统，喷嘴背压控制燃料控制阀。

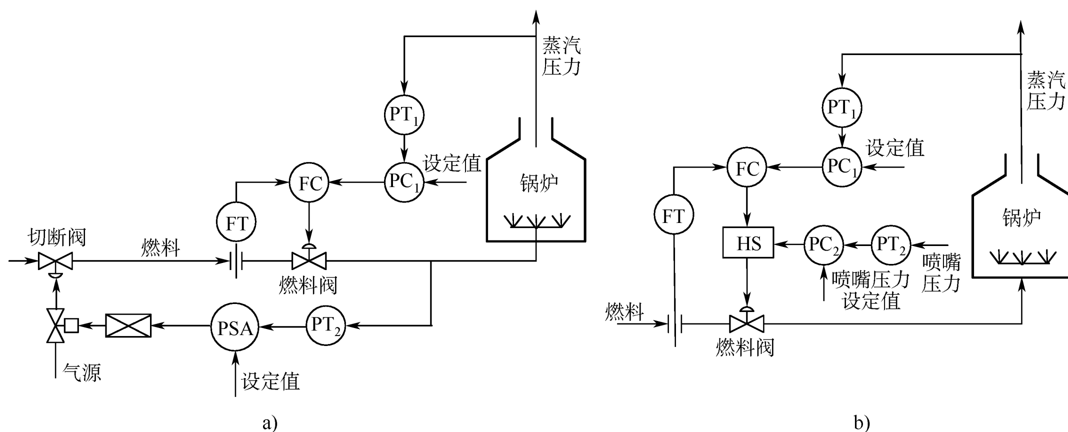


图 9-60　防止回火的安全控制系统

a）防止回火的联锁控制系统　b）防止回火的选择性控制系统

（3）防止脱火的选择性控制系统

当燃料压力过高时，由于燃料流速过快，易发生脱火事故。为此，设置燃料压力和蒸汽压力的选择性控制系统。正常时，燃料控制阀根据蒸汽负荷的大小调节，一旦燃料压力过高，燃料压力控制器取代蒸汽压力控制器，防止出现脱火事故，如图 9-61 所示。

可将防止回火和脱火的系统组合，如图 9-62 所示，$Q_{\min}$为防止回火的最小流量。

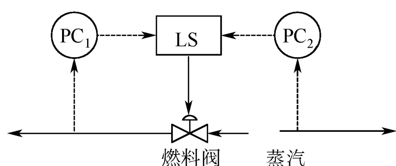


图 9-61　防止脱火的选择性控制系统

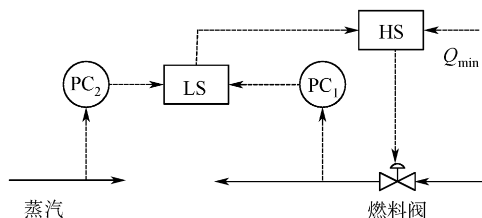


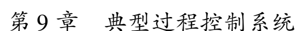
图 9-62　防止脱火和回火的选择控制系统

（4）燃料量限速控制系统

当蒸汽负荷突然增加时，燃料量也会相应增加。当燃料量增加过快时，会损坏设备。为此，在蒸汽压力控制器输出设置限幅器，限定最大增速在一定的范围内，保护设备免受损坏。

4. 锅炉控制实例

图 9-63 所示为锅炉燃烧系统选择性控制，可根据用户对蒸汽量的要求自动调整燃料量和助燃空气量，不仅维持两者的比值，而且还能使燃料量与空气量的调整满足如下逻辑关系：当蒸汽用量增加时，先增加空气量后增加燃料量；当蒸汽用量减少时，先减少燃料量后



减少空气量，以防止烟囱冒黑烟。图 9-63 中，FC_1 为燃料量控制器，FC_2 为空气流量控制器，PC 为蒸汽负荷的压力控制器，FY-1 为高选器，FY-2 为低选器。

图 9-63　锅炉燃烧选择性控制

在现代工业中，生产工艺越来越复杂，条件越来越苛刻，许多产品要求必须在高温、高压的条件下生产，从而使得安全的不稳定因素增加。在控制系统设置时，更应考虑增加安全防范措施。图 9-64 所示为加热炉的安全联锁保护系统。正常供况下，以燃料流量为操纵变量，保证物料的出口温度稳定。为达到安全生产，防止事故发生，系统设置必要的安全联锁保护系统。

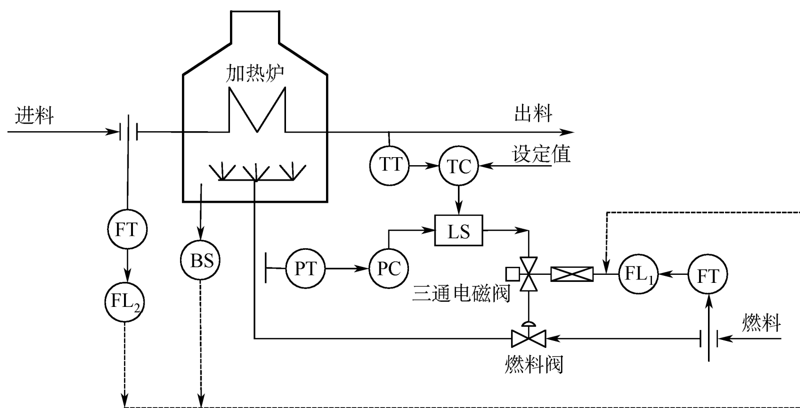


图 9-64　加热炉安全联锁保护系统

1）系统有出口温度与控制阀阀后压力的选择性控制系统，采用气开式控制阀。当干扰作用使得控制阀阀后压力过高达到极限时，压力控制器 PC 通过低选择器 LS 取代温度控制器的工作，关小控制阀，以防脱火造成爆炸事故。一旦正常后，温度控制器又恢复工作，压力控制器退出工作，转为后备状态。

2）燃料气流量过低联锁报警系统 FL_1。当燃料气流量低于极限值时，流量检测装置 FL_1 联锁动作，使三通电磁阀线圈失电，将来自气源的压缩空气放空，切断燃料气阀，以防止回火。

3）工艺介质低流量联锁报警系统 FL_2。当工艺介质流量过低或中断时，流量检测装置 FL_2 立即动作，切断燃料气控制阀，停止燃烧，以防止加热炉烧坏、烧裂，造成重大事故。

4）火焰检测联锁保护系统。当加热炉火焰熄灭时，火焰检测器 BS 动作，切断燃料气控制阀，停止供气，以防止形成危险性气体——空气混合物。

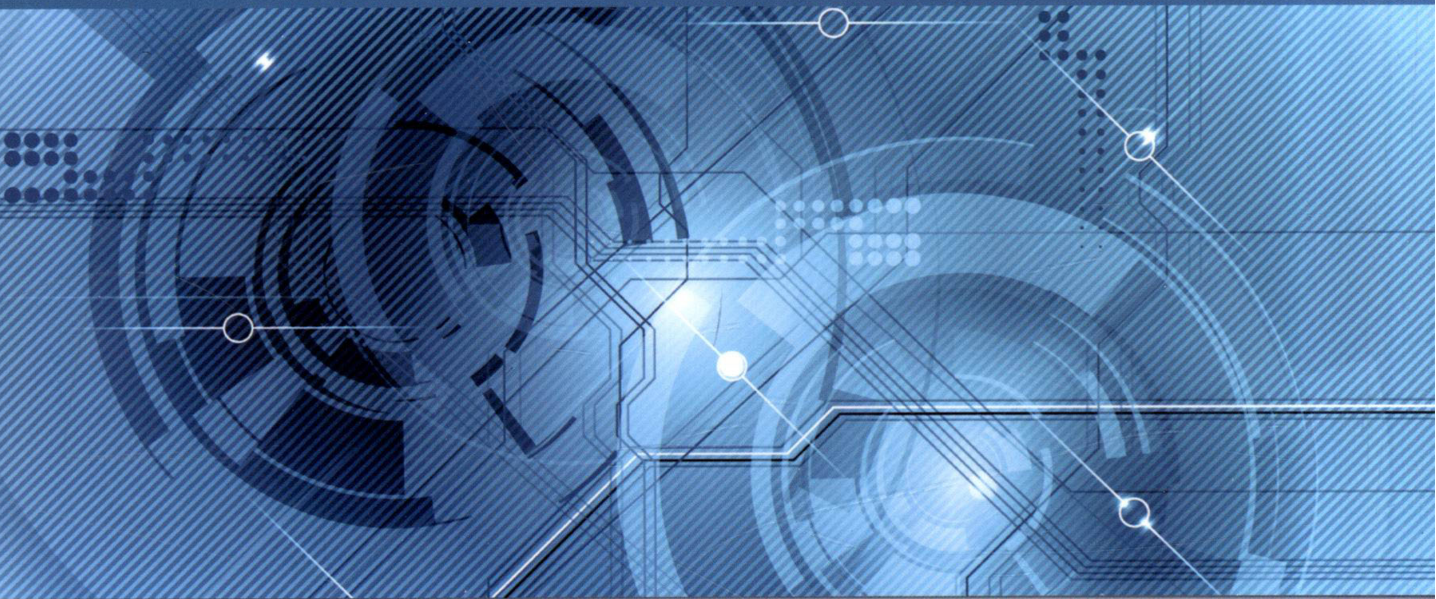
信号报警、联锁点的设置、动作整定值及可控范围必须符合工艺生产过程的要求。正确合理地设置信号报警和联锁保护系统，在一定程度上提高了生产的自动化水平，防止了事故扩大，保证了安全生产。但如过多地设置联锁系统，联锁动作频繁，则必然造成生产过多的



停顿，影响正常生产。频繁开车同样会增加不少麻烦，尤其是在现代化大规模生产中，生产工艺前后连贯性要求较强，每停车一次都会造成较大的经济损失，所以联锁系统所涉及的点数及其联锁内容的设计都应从实际出发，要删去过多的不必要的联锁。对局部停车可能涉及、扩展到的工段以至全厂停车的这种联锁点尤其要全面综合考虑，使联锁系统既满足工艺操作的要求，又经济合理。

参 考 文 献

[1] 金以慧. 过程控制[M]. 北京：清华大学出版社，2005.
[2] 蒋慰孙，俞金寿. 过程控制工程[M]. 3 版. 北京：电子工业出版社，2007.
[3] 林锦国. 过程控制[M]. 2 版. 南京：东南大学出版社，2006.
[4] 邵裕森，等. 过程控制工程[M]. 2 版. 北京：机械工业出版社，2011.
[5] 翁维勤，孙洪程. 过程控制系统及工程[M]. 3 版. 北京：化学工业出版社，2010.
[6] 孙洪程，翁维勤. 过程控制工程设计[M]. 3 版. 北京：化学工业出版社，2010.
[7] 陈夕松，汪木兰. 过程控制系统[M]. 2 版. 北京：科学出版社，2011.
[8] 刘元扬. 自动检测和过程控制[M]. 北京：冶金工业出版社，2005.
[9] 王爱广，王琦. 过程控制技术[M]. 北京：化学工业出版社，2005.
[10] 王正林，郭阳宽. 过程控制与 Simulink 应用[M]. 北京：电子工业出版社，2006.
[11] J 斯特纳森. 工业自动化及过程控制[M]. 北京：科学出版社，2005.
[12] 孙洪程，李大宇，翁维勤. 过程控制工程[M]. 北京：高等教育出版社，2006.
[13] 居滋培. 过程控制系统及其应用[M]. 2 版. 北京：机械工业出版社，2011.
[14] 林德杰. 过程控制仪表及控制系统[M]. 北京：机械工业出版社，2005.
[15] 徐兵. 过程控制[M]. 北京：机械工业出版社，2006.
[16] 朱大奇. 计算机过程控制技术[M]. 南京：南京大学出版社，2001.
[17] 何离庆. 过程控制系统与装置[M]. 重庆：重庆大学出版社，2003.
[18] 方康玲. 过程控制系统与装置[M]. 2 版. 武汉：武汉理工大学出版社，2007.
[19] 谢克明. 自动控制理论[M]. 2 版. 北京：电子工业出版社，2009.
[20] 李国勇. 过程控制系统[M]. 北京：电子工业出版社，2009.
[21] 侯志林. 过程控制与自动化仪表[M]. 北京：机械工业出版社，2007.
[22] 刘宝坤. 计算机过程控制系统[M]. 北京：机械工业出版社，2005.
[23] 王季铁，曲家骐. 执行电动机[M]. 北京：机械工业出版社，1997.
[24] 胡崇岳. 现代交流调速技术[M]. 北京：机械工业出版社，2005.
[25] 杨宜民. 新型驱动器及其应用[M]. 北京：机械工业出版社，1998.
[26] 杨元昌. 流体传动与控制[M]. 上海：同济大学出版社，1998.
[27] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 5 版. 北京：科学出版社，2007.
[28] 薛定宇. 控制系统计算机辅助设计[M]. 2 版. 北京：清华大学出版社，2011.
[29] 刘金琨. 先进 PID 控制 MATLAB 仿真[M]. 3 版. 北京：电子工业出版社，2011.
[30] F G Shinskey. 过程控制系统-应用、设计与整定[M]. 北京：清华大学出版社，2004.
[31] Jonas. Berge. 过程控制现场总线-工程、运行与维护[M]. 北京：清华大学出版社，2003.
[32] 黄忠霖. 控制系统 MATLAB 计算及仿真[M]. 3 版. 北京：国防工业出版社，2009.
[33] 张志涌. 精通 MATLAB6.5[M]. 北京：北京航空航天大学出版社，2003.
[34] 王正林，王胜开，等. MATLAB/Simulink 与控制系统仿真[M]. 2 版. 北京：电子工业出版社，2008.
[35] 薛定宇，陈阳泉. 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用[M]. 2 版. 北京：清华大学出版社，2011.



地址：北京市百万庄大街22号
邮政编码：100037
电话服务
社服务中心：010-88361066
销售一部：010-68326294
销售二部：010-88379649
读者购书热线：010-88379203
网络服务
教材网：http://www.cmpedu.com
机工官网：http://www.cmpbook.com
机工官博：http://weibo.com/cmp1952
封面无防伪标均为盗版

上架指导： 工业技术／自动化／过程控制
ISBN 978-7-111-40060-8
策划编辑◎顾　谦/ 封面设计◎赵颖喆



定价：49.80元